SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XIV
1942 - XX

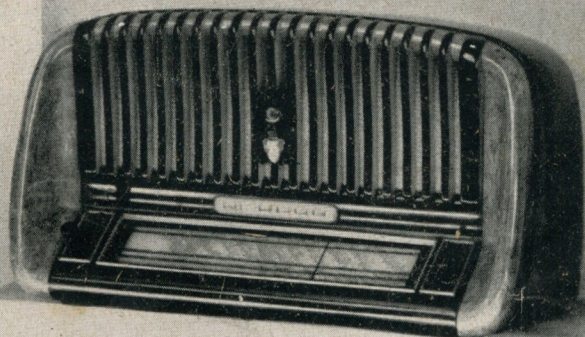
11 - 12

L. 5.-

ANNO XIV - NUMERO 11 e 12 • GIUGNO 1942 - XX

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C.P.E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

TELEVISIONE (XVIII)

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5023/6 Continuazione vedi N. 9-10

Esplorazione del mosaico in assenza di illuminazione.

La lunga digressione sui fenomeni di emissione elettronica, sui quali torneremo ulteriormente via via che se ne presenterà l'occasione, ci consente ora di interpretare correttamente il funzionamento dei tubi di ripresa in assenza di illuminazione. Ci siamo trattenuti a lungo su questa particolare condizione di funzionamento, perchè da essa si traggono le basi necessarie ad interpretare il funzionamento nelle condizioni ordinarie di trasmissione, per studiare il quale sarà necessario premettere altre considerazioni sulla emissione elettronica.

Ogni elemento del mosaico si trova in sostanza nelle condizioni dell'elettrodo A della figura 82. Se infatti immaginiamo di isolare dagli altri un solo elemento sensibile, ci troviamo di fronte al circuito della figura 85, in cui ricordiamo che il collettore C è mantenuto ad un potenziale costante e positivo V_c rispetto al catodo K, mentre la piastra P è collegata al catodo e quindi mantenuta a potenziale zero. Questo circuito differisce da quello della figura 81 soltanto per la presenza della pia-

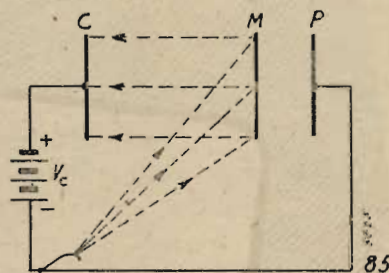



Fig. 85 - Schema equivalente del funzionamento di un elemento del mosaico di un tubo di ripresa televisivo.
K — *catodo emittente gli elettroni di esplorazione aventi alta velocità;*
C — *collettore;*
M — *elemento del mosaico;*
P — *piastra posteriore;*
V_c — *tensione positiva del collettore.*

SOMMARIO

stra P, la quale però non interviene direttamente nei fenomeni dovuti all'emissione secondaria, che invece interessano unicamente il mosaico M ed il collettore C. Inoltre nell'esaminare il funzionamento del circuito della figura 85 dovremo ammettere che all'istante in cui comincia il bombardamento elettronico del mosaico M il potenziale V_M di questo rispetto al catodo abbia, come vedremo che avviene in realtà, un piccolo valore positivo insufficiente a frenare apprezzabilmente gli elettroni provenienti dal catodo con velocità elevata.

Quando si lancia contro l'elemento del mosaico qui preso in esame un getto di elettroni ad alta velocità, ha inizio dal mosaico stesso una forte emissione secondaria con coefficiente di emissione k maggiore dell'unità (ordinariamente, come si è detto k assume valori intorno a sette, ma in qualche costruzione si spinge anche fino ad undici). In conseguenza il mosaico perde più elettroni di quanti non ne riceva e quindi si carica positivamente; il suo potenziale M_M cresce, passando per zero ed assumendo successivamente valori positivi.

Se la tensione V_C del collettore è di qualche volt (ordinariamente circa tre volt) e la tensione iniziale del mosaico è dello stesso ordine di grandezza, ma negativa (ordinariamente —1,5 volt), la tensione iniziale $V_C - V_M$ tra collettore e mosaico (circa $3 - (-1,5) = 3 + 1,5 = 4,5$ volt) è positiva e di valore sufficiente a convogliare verso il collettore la quasi totalità degli elettroni secondari emessi dal mosaico. Successivamente, man mano che cresce il potenziale del mosaico, e quindi diminuisce la tensione $V_C - V_M$ tra collettore e mosaico, il numero degli elettroni secondari raccolti dal collettore va diminuendo, mentre aumenta quello degli elettroni secondari che ritornano sul mosaico. Si raggiunge così una condizione d'equilibrio in cui la carica del mosaico non cresce più, perchè il numero degli elettroni raccolti dal collettore è uguale al numero degli elettroni che arrivano al mosaico. In queste condizioni il mosaico ha raggiunto una tensione positiva rispetto al catodo, di valore tale che la tensione $V_C - V_M$ tra collettore e mosaico sia negativa; il valore numerico di questa tensione è quello che corrisponde al valore I_p della corrente primaria sulla curva che fornisce la corrente I_C del collettore per i diversi valori della tensione ritardatrice tra mosaico e collettore. L'andamento nel tempo delle tensioni in gioco è rappresentato in figura 86.

In queste condizioni di equilibrio sull'elemento del mosaico che è stato preso in esame arriva una corrente di elettroni primari di intensità I_p, mentre parte una corrente di elettroni secondari di intensità kI_p (fig. 87). Della totale corrente kI_p riemessa dal mosaico la frazione I_p viene assorbita dal collettore, mentre la rimanente parte $kI_p - I_p = (k-1)\, I_p$ ritorna indietro sul mosaico stesso. Complessivamente dunque sul mosaico si ha una corrente kI_p in partenza ed una corrente $I_p + (k-1)\, I_p = kI$ in arrivo, uguale alla precedente, appunto perchè si è supposto di essere nelle condizioni di equilibrio, in cui la carica del mosaico rimane costante.

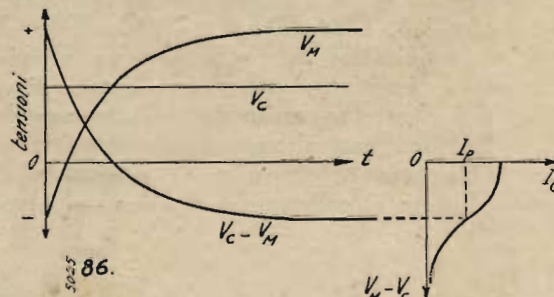



Fig. 86 - Andamento della tensione V_C del collettore, della tensione V_M del mosaico, e della tensione $V_C - V_M$ tra collettore e mosaico nel circuito della figura 84. I_C = corrente del collettore; I_p — corrente convogliata dal fascio esploratore.

In realtà però il mosaico è costituito da numerosissimi granuli e quindi la corrente $(k-1)\, I_p$, che ritorna su di esso, non ricade totalmente sul punto medesimo da cui è partita sotto forma di emissione secondaria, ma si distribuisce variamente fra tutti i granuli. Il processo di carica illustrato dalla figura 86 si ripete per ogni granulo ogni volta che esso viene raggiunto dal fascio elettronico

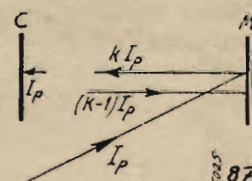



Fig. 87 - Correnti sull'elemento di mosaico della fig. 85.

per effetto del movimento di esplorazione. Il tempo necessario perchè ogni granulo assuma il potenziale positivo di equilibrio è così breve che la sua carica si esaurisce completamente mentre il granulo rimane sotto l'azione del fascio esploratore. Successivamente il granulo in esame, appena viene abbandonato dal fascio esploratore, comincia a scaricarsi, raccogliendo parte degli elettroni secondari che tornano indietro verso il mosaico; questo processo di scarica è però più lento del processo di carica.

Precisamente ogni elemento del mosaico nel tempo durante il quale rimane sotto il bombardamento degli elettroni del fascio esploratore perde cariche negative (elettroni) e quindi acquista una

carica ed un potenziale positivi. Successivamente, appena il fascio esploratore è passato oltre, l'elemento in esame comincia a ricevere una pioggia continua di cariche negative (elettroni) e quindi acquista una carica ed un potenziale negativi, via via crescenti in valore numerico (ma con velocità di aumento sempre minore) man mano che il fascio esploratore si va allontanando per percorrere l'intero mosaico. L'esperienza ha dimostrato che la regione colpita dal fascio esploratore acquista un potenziale positivo rispetto al collettore di circa tre volt, mentre a partire da una distanza dalla detta regione pari al venticinque o trenta per cento dell'altezza del mosaico il potenziale del mosaico rispetto al collettore è di circa —1,5 volt.

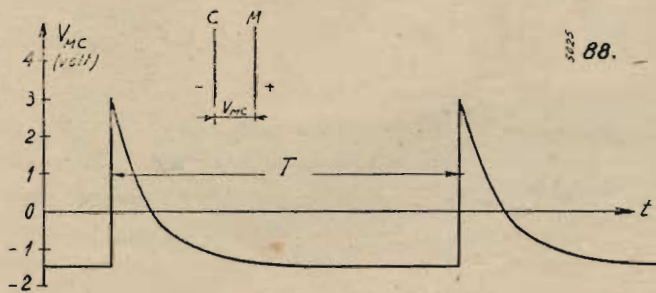



Fig. 88 - *Andamento nel tempo della tensione tra un determinato elemento del mosaico ed il collettore.*

L'andamento nel tempo della tensione tra un granulo del mosaico ed il collettore è illustrato in figura 88, dove i guizzi si verificano negli istanti in cui il granulo è raggiunto dal fascio esploratore. Lo stesso andamento ha in ogni istante il potenziale nei diversi punti del mosaico. Per esempio lungo una riga verticale in un dato istante si avrà la distribuzione di potenziale indicata in fi-

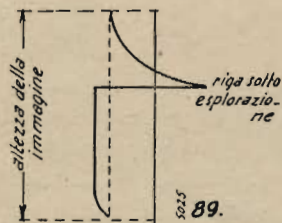



Fig. 89 - *Distribuzione della tensione fra mosaico e collettore lungo una riga verticale del mosaico in un istante determinato.*

gura 89; il guizzo indica in questo caso la riga su cui passa il fascio esploratore nell'istante considerato. Al passare del tempo il guizzo si sposta verso il basso con la velocità del movimento verticale di analisi e trascina con sè la sua coda (figura 90).

Si osservi infine che, se gli elettroni secondari di ritorno si distribuiscono sul mosaico in modo indipendente dalla posizione del fascio esploratore, cioè se la legge con cui varia il potenziale è la stessa per ogni granulo indipendentemente dalla posizione che esso ha sul mosaico, non si produce alcuna variazione della carica complessiva del mosaico, nè in media, nè istante per istante, e quindi non si ha alcuna corrente nel circuito esterno collegato alla piastra. In altre parole, nelle condizioni di equilibrio la corrente che abbandona il mosaico per raggiungere il collettore e di qui ritornare verso il catodo è in ogni istante costante ed uguale alla corrente primaria I_p convogliata dal fascio esploratore; mentre le variazioni di carica e di potenziale che subiscono successivamente i granuli del mosaico sono dovute ad

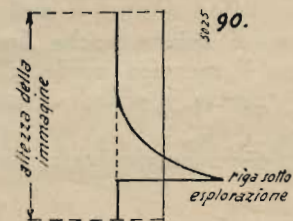



Fig. 90 - *Distribuzione della tensione fra mosaico e collettore lungo la riga di analisi considerata nella figura* 89, *ma in un istante successivo a quello a cui si riferisce la stessa figura* 89.

uno scambio di elettroni tra i granuli stessi senza che vari in alcun modo la carica complessiva del mosaico stesso.

Infatti, ammesso, come deve essere perchè si possa conservare indefinitamente l'equilibrio elettrico, che la corrente del collettore sia uguale alla corrente I_p convogliata dal fascio esploratore, sulla piccola area *a* del mosaico colpita dal fascio esploratore in un determinato istante(uguale all'apertura di analisi) arriva una corrente di elettroni primari di intensità *L*, mentre dalla stessa area parte una corrente di **elettroni secondari** di intensità kI_p; in conseguenza, per effetto dell'emissione secondaria, il mosaico perde per ogni unità di tempo una carica negativa espressa dallo stesso nu mero che misura la corrente $(k—1)I_p$ che esce effettivamente dall'area colpita. Però della totale corrente kI_p riemessa dal mosaico soltanto la frazione I_p viene assorbita dal collettore, mentre la rimanente parte $kI_p —I_p=(k—1) I_p$ ritorna sul mosaico, distribuendovisi in modo più o meno uniforme. Quindi la carica (negativa) che viene perduta dall'area colpita dal fascio esploratore per effetto dell'emissione secondaria si ridistribuisce su tutto il mosaico, il quale pertanto riacquista distribuita su tutta la sua area quella che perde istante per istante da una piccola area, conservando così inalterata la sua carica totale.

Mentre dunque la carica totale del mosaico rimane costante, non rimane però costante, come si è visto, la carica di ogni suo elemento. Mentre la carica negativa perduta dal mosaico viene compensata nel suo complesso istante per istante, la carica negativa che perde ogni elemento durante il tempo brevissimo richiesto dalla sua esplorazione viene anch'essa compensata, ma non istante per istante, bensì durante un ciclo completo di esplorazione dell'intero mosaico. Indubbiamente la corrente $(k-1)\ I_p$, costituita dagli elettroni secondari che ritornano sul mosaico, cadrà di preferenza sui granuli che sono a potenziale positivo più elevato, per cui un granulo determinato riceverà il massimo numero di elettroni di ritorno nell'istante immediatamente successivo a quello in cui esso è stato abbandonato dal fascio esploratore, istante nel quale si trova appunto ad avere il potenziale positivo più alto. Successivamente, sia perchè diminuisce il potenziale del granulo in esame, sia perchè un altro granulo (o meglio altri gruppi di granuli) si trova al potenziale più alto, la corrente ricevuta dal granulo in esame diminuisce fino ad annullarsi. Tuttavia, siccome i fenomeni si svolgono in modo perfettamente uniforme, se si indica con T il tempo necessario all'esplorazione dell'intero mosaico (uguale all'inverso della frequenza di immagine), la carica negativa distribuita sul mosaico stesso durante un ciclo completo del movimento di esplorazione risulta $(k-1)\ I_p T$; e quindi la carica negativa raccolta durante lo stesso ciclo dall'unità di area del mosaico è $(k-1)\ I_p T/A$, se si indica con A l'area del mosaico. Ne segue che la carica negativa raccolta sull'area a durante un ciclo completo d'esplorazione è

$$a\ (k-1)\ I_p\ T/A$$

D'altra parte il fascio esploratore rimane sull'area elementare a un tempo che è dato da aT/A, quindi esso porta su ogni elemento di area a la carica (negativa) aI_pT/A, mentre l'emissione secondaria sottrae dallo stesso elemento la carica negativa akI_pT/A. In conseguenza durante il tempo in cui rimane sotto l'azione del fascio esploratore ogni elemento di area a *perde* la carica negativa

$$akI_pT/A - aI_pT/A = a\ (k-1)\ I_pT/A$$

esattamente uguale alla carica negativa che esso acquista successivamente durante l'intero ciclo di esplorazione. Resta quindi confermato che ogni elemento del mosaico riceve con continuità una certa carica negativa durante l'intero ciclo di esplorazione e la perde completamente durante il tempo brevissimo in cui il fascio esploratore passa su di esso. Pertanto, come si era affermato, oltre a restare costante la carica dell'intero mosaico istante per istante, rimane costante anche in media la carica di ogni granulo: ma quest'ultima è costante soltanto in media in quanto in realtà varia periodicamente con periodo uguale al tempo necessario all'esplorazione dell'intero mosaico. Questa variazione periodica, che si manifesta con un aumento costante della carica negativa, seguito da un brusco ritorno alle condizioni di carica positiva, è conseguenza di uno scambio continuo di cariche tra gli elementi colpiti dal fascio esploratore e tutti gli altri elementi del mosaico, senza che di tale scambio, in certo senso limitato all'interno del mosaico si possa risentire alcun effetto all'esterno.

5024/3 (XIX)

Disturbi di Esplorazione

Riassumendo i risultati trovati nei paragrafi precedenti, troviamo che, in assenza di illuminazione e supponendo che i fenomeni si svolgano con perfetta uniformità, si verificano le seguenti condizioni di equilibrio:

a) ogni granulo del mosaico riceve, durante il tempo necessario all'esplorazione di un'intera immagine, una carica negativa, che porta la sua tensione rispetto al collettore ad un valore negativo ben definito $-V_r$;

b) ogni granulo del mosaico perde, durante il tempo brevissimo in cui rimane sotto l'azione del fascio esploratore, la carica negativa precedentemente acquistata, rimanendo carico positivamente ed assumendo una tensione positiva V_0 rispetto al collettore;

c) ogni granulo del mosaico emette, nel tempo durante il quale rimane sotto l'azione del fascio esploratore, una corrente elettronica di intensità pari alla somma di quella convogliata dal fascio esploratore e di quella che si distribuisce su tutto il mosaico;

d) il collettore raccoglie una corrente continua di intensità pari a quella convogliata dal fascio esploratore;

e) la carica complessiva del mosaico rimane assolutamente costante e quindi nessuna corrente fluisce attraverso il circuito che collega alla massa la piastra disposta posteriormente al mosaico.

Si ricordi ancora che i valori di V_r e di V_0 dipendono in generale dalla forma, dalle dimensioni e dalla reciproca posizione del mosaico e del collettore, dalla natura del mosaico e dalla corrente

del fascio esploratore. Nelle costruzioni ordinarie, con fascio del tipo ad alta velocità, la tensione $-V_r$ è dell'ordine di $-1{,}5$ volt, mentre la tensione V_0 è dell'ordine di $+3$ volt.

Tutto questo, ripetiamo, vale nell'ipotesi che tutti i granuli del mosaico si comportino esattamente nella stessa maniera, cioè nell'ipotesi che la tensione $-V_r$, che essi raggiungono sotto l'azione della pioggia di elettroni secondari, che ritornano sul mosaico dopo essere stati emessi dai granuli colpiti dal fascio esploratore, sia la stessa per qualunque momento. Tale ipotesi non è però verificata con esattezza nella realtà. Inevitabili disuniformità nella costituzione del mosaico, dissimmetrie strutturali e costruttive dei vari elementi del tubo, nonchè il fatto che la sorgente degli elettroni secondari (costituita dai granuli colpiti dal fascio esploratore) si sposta sul mosaico e si trova in generale in posizione asimmetrica rispetto agli orli di questo, uniti ad inevitabili fluttuazioni della corrente del fascio esploratore, fanno sì che la pioggia di elettroni secondari sul mosaico sia disuniforme ed irregolare.

In conseguenza le condizioni di equilibrio elencate più sopra non si verificano in realtà istante per istante, ma si verificano soltanto in media su intervalli di tempo più o meno estesi. Le condizioni reali sono precisate qui sotto.

a) Ogni granulo del mosaico riceve, durante l'esplorazione di un'intera immagine, una carica negativa che porta la sua tensione rispetto al collettore ad un valore negativo $-V_r$. Questo valore non è però ben definito ed uguale per tutti i granuli; esso è in generale diverso da granulo a granulo e per uno stesso granulo può variare da un periodo di esplorazione al successivo. Risulta ben definita ed uguale al valore di circa $-1{,}5$ volt, prima indicato, tanto la media delle tensioni di equilibrio che assumono i singoli granuli durante ogni ciclo completo di esplorazione, quanto la media delle tensioni di equilibrio che assume uno stesso granulo in un grande numero di cicli successivi di esplorazione.

b) Ogni granulo del mosaico perde, mentre è colpito dal fascio esploratore, una certa carica negativa, rimanendo carico positivamente ed assumendo una tensione positiva V_0 rispetto al collettore. La carica positiva che ogni granulo acquista al passaggio su di esso del fascio esploratore non è però esattamente uguale a quella negativa acquistata, per effetto della pioggia di elettroni secondari, durante il ciclo di esplorazione precedente ad ogni passaggio del fascio sul granulo considerato; in conseguenza il bilancio tra la carica positiva e quella negativa successivamente ricevute da ogni granulo non si chiude esattamente durante ogni ciclo di esplorazione di un'intera immagine, bensì dopo ogni ciclo rimane su ogni granulo una carica residua, positiva o negativa. Il bilancio si chiude però in media dopo un grande numero di cicli di esplorazione, per cui in definitiva la carica media di ogni granulo e quella dell'intero mosaico rimane in media costante, non nel tempo necessario all'esplorazione di un'immagine sola, ma nel tempo necessario allo svolgersi di diversi cicli completi di esplorazione.

c) Ogni granulo del mosaico emette una corrente elettronica (secondaria) quando è colpito dal fascio esploratore, ma l'intensità di questa corrente non è esattamente uguale alla somma di quella del fascio e di quella di ritorno sul mosaico come una pioggia diffusa. Anche questa uguaglianza si verifica soltanto come media; cioè la corrente che abbandona i granuli successivamente colpiti dal fascio esploratore è in media uguale alla somma del valore medio della corrente del fascio con il valore medio della corrente convogliata dagli elettroni di ritorno sul mosaico.

d) Anche la corrente che raccoglie il collettore non è in realtà una corrente costante, e non lo sarebbe neppure se fosse rigorosamente costante la corrente del fascio esploratore. Essa è invece una corrente pulsante, le cui ondulazioni irregolari sono determinate da tutte le cause di irregolarità esaminate più sopra, nonchè dal fatto che essa è dovuta da una pioggia irregolare di elettroni e quindi risente di un effetto granulare analogo a quello che si verifica nelle valvole elettroniche.

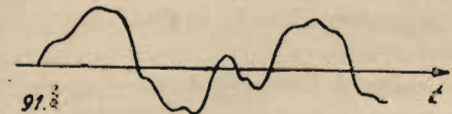



Fig. 91 - Corrente irregolare di valore medio uguale a zero, raccolta dalla piastra in assenza di luce.

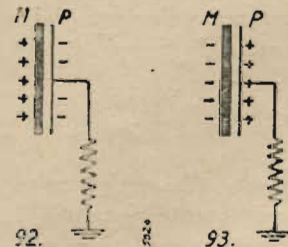



Fig. 92 - La corrente di uscita è diretta nel senso di sottrarre alla piastra P cariche positive, per cui questa si carica negativamente. Il mosaico M ha carica residua positiva.

Fig. 93 - La corrente di uscita è diretta nel senso di portare cariche positive alla piastra P, per cui questa si carica positivamente. Il mosaico M ha carica residua negativa.

e) Finalmente la carica complessiva del mosaico, in causa dell'oscillazione della carica dei singoli granuli e per il fatto che la carica positiva raccolta in ogni istante dai granuli nello stesso istante, è a sua volta oscillante, pur mantenendo un valore medio zero. In conseguenza attraverso il circuito che collega la piastra al mosaico circolerà una corrente, il cui valore medio è zero (corrente alternata senza componente continua) (fig. 91), ed il cui andamento è assolutamente irregolare. Precisamente quando sul mosaico rimane una carica residua positiva, la piastra si carica con una quantità di elettricità negativa e quindi nel circuito di uscita del tubo di ripresa (fig. 92) fluisce una corrente diretta dalla piastra alla massa; così pure quando sul mosaico rimane una carica residua negativa, nel circuito esterno fluisce una corrente diretta verso la piastra (fig. 93).

Concludendo: anche in assenza di illuminazione, all'uscita del tubo di ripresa si ricava una corrente fluttuante, la quale viene successivamente amplificata e trasmessa come se fosse un segnale visivo. Pertanto, anche con immagine ottica perfettamente nera nel trasmettitore, lo schermo del ricevitore non rimane perfettamente buio, ma, data l'assoluta irregolarità della corrente ricavata dal tubo di ripresa, si presenta con un fondo nero punteggiato da bagliori irregolari o variamente ombreggiato. Lo stesso aspetto assumono le zone nere di qualsiasi immagine trasmessa con tubi di ripresa in cui il fascio esploratore sia del tipo ad alta velocità.

Questo disturbo, inevitabile con i fasci ad alta velocità, perchè inerente al modo di funzionare del tubo di ripresa, prende il nome di *disturbo di esplorazione*, od anche di *disturbo di distribuzione*, in quanto è sostanzialmente dovuto alla irregolare distribuzione della pioggia degli elettroni secondari di ritorno sul mosaico. Esso è particolarmente fastidioso ed il desiderio di eliminarlo non è stata l'ultima ragione che ha spinto a studiare i tubi con fascio a bassa velocità, di cui parleremo più avanti. Qui ricordiamo ancora che il disturbo di esplorazione si presenta sullo schermo ricevente, come si presenterebbe uno schermo bianco da proiezione se davanti alla macchina da proiezione scorresse una pellicola nera, sulla quale fossero stati praticati forellini o graffi irregolari, che lasciassero filtrare la luce.

L'ICONOSCOPIO

Si devono ora esaminare i fenomeni che si presentano quando il tubo di ripresa è raggiunto da una emissione di luce. Essi sono in parte comuni ed in parte caratteristici ai diversi tipi di tubi. Noi esamineremo dapprima il tipo più semplice, cioè l'iconoscopio di Zworykin, dal quale gli altri oggi in uso derivano più o meno direttamente.

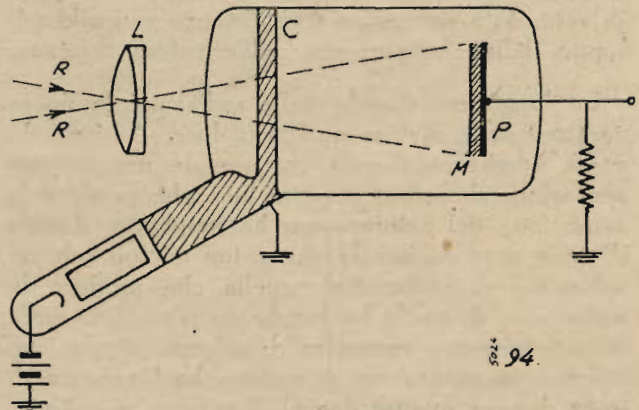



Fig. 94 - Schema dell'iconoscopio di Zworykin. M — mosaico, P — piastra, C — collettore, L — lente concentratrice, R — raggio luminoso proveniente dall'immagine e concentrato sul mosaico.

Nell'iconoscopio un sistema di lenti concentra sul mosaico la luce proveniente dalla scena da trasmettere o dall'immagine (fig. 94). In esso pertanto il mosaico riceve innanzi tutto l'immagine ottica. La luce che cade sul mosaico determina il sorgere da esso di un'altra emissione di elettroni, che prende il nome di *emissione fotoelettrica*. Esamineremo dapprima le leggi di questo fenomeno, per poi tornare al funzionamento dei tubi. Ma per esporre le leggi che regolano il fenomeno dell'emissione fotoelettrica sarà utile ricordare alcuni elementi fondamentali dell'ottica e della fotometria.

LA VISIONE DEI COLORI

Gli oggetti del mondo fisico ci si rendono visibili quando emettono una speciale forma di energia che si chiama *energia luminosa*, e quando questa energia può raggiungere i nostri occhi. L'energia luminosa, emessa dai vari oggetti, si propaga attraverso lo spazio in forma di onde, che hanno ca-

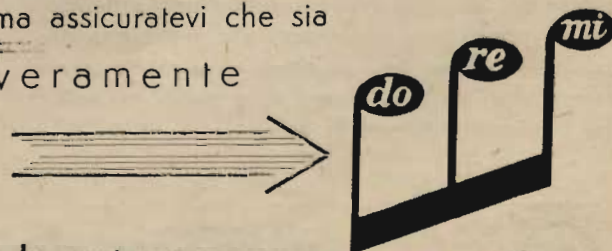
ratteristiche analoghe a quelle delle onde della radiotelegrafia. Anzi le onde luminose sono esattamente della stessa natura delle radio-onde, dalle quali differiscono soltanto per i diversi valori della lunghezza d'onda.

L'energia luminosa si propaga con velocità grandissima, ma finita, la *velocità della luce*, la quale è di circa trecento mila chilometri al secondo. Per rendersi conto della grandezza di questa velocità si pensi che la luce impiega meno di un settimo di secondo a percorrere una distanza pari allo sviluppo della circonferenza dell'equatore terrestre.

La lunghezza d'onda delle radiazioni luminose caratterizza le diverse qualità di luce. Ad ogni diversa lunghezza d'onda corrisponde una diversa sensazione di *colore*. Così la luce che produce la sensazione del colore rosso ha lunghezza d'onda di circa sette decimi di micron (un micron vale un millesimo di millimetro), quella che produce la sensazione di verde ha lunghezza d'onda di circa cinquantacinque centesimi di micron, quella che produce la sensazione di violetto ha lunghezza di onda di circa quattro decimi di micron, e così via.

Tutti i colori della luce visibile, cioè tutte le qualità di luce che impressionano il nostro occhio, corrispondono a radiazioni la cui lunghezza d'onda è interamente compresa tra sette e quattro decimi di micron. Al di là di questo intervallo troviamo altre radiazioni analoghe a quelle luminose, le quali non impressionano il nostro occhio, ma producono fenomeni analoghi a quelli prodotti dalle radiazioni visibili, insieme ad altri fenomeni caratteristici delle diverse lunghezze d'onda. Queste radiazioni prendono il nome di radiazioni *infrarosse* od *ultrarosse* se la loro lunghezza d'onda è maggiore di quelle delle radiazioni rosse e compresa tra sette decimi di micron e circa due decimi di millimetro, mentre prendono il nome di radiazioni *ultraviolette* se la loro lunghezza d'onda è inferiore a quattro decimi di micron e si estende fino a circa un decimo di micron.

Oltre alla sensazione del colore, che ci fornisce il mezzo di distinguere le diverse qualità di luce, l'occhio ci fornisce anche una sensazione di *intensità* che dipende dall'ampiezza delle onde luminose. Tale sensazione di carattere qualitativo è stata sistematizzata e sottoposta a misura, giungendo alla definizione di un complesso di grandezze, dette *fotometriche*, di cui ci occuperemo nei seguenti paragrafi.

(Continua)

NUCLEI FERRO-MAGNETICI PER ALTA FREQUENZA

5022/3

Dott. A. Giuriani

RIASSUNTO

Dopo aver accennato ai metodi che la tecnica ha dovuto affrontare per giungere alla realizzazione dei nuclei per bobine ad alta frequenza, viene condotto un rapido esame sui componenti i nuclei di ferro, sui sistemi di fabbricazione e sulle loro possibilità di impiego.

PREMESSA

Dall'elettrotecnica è noto che l'introduzione di un nucleo di ferro in un circuito magnetico, provoca un aumento del valore di induttanza (*L*) e un miglioramento del fattore di merito (*Q*): come conseguenza pratica si ha un minore ingombro e una migliore qualità delle bobine.

Affinchè il nucleo di ferro porti un effettivo miglioramento alla qualità della bobina, è necessario che le sue perdite siano più piccole di quelle del conduttore della bobina in aria di eguale induttanza.

Le perdite del nucleo di ferro possono essere dovute a varie cause:

a) alle correnti indotte parassitarie;
b) all'isteresi magnetica;
c) al magnetismo residuo.

Quelle assai più considerevoli, specialmente alle frequenze elevate, sono le perdite per correnti indotte parassitarie; il loro valore aumenta infatti in ragione diretta del quadrato della frequenza, ed è dipendente dalle dimensioni del nucleo.

La radiotecnica dell'ultimo decennio si è appunto rivolta al problema della riduzione delle perdite per correnti indotte parassitarie: ed in ciò ha percorso, in modo diverso, la via già seguita per l'eliminazione delle analoghe perdite nei trasformatori di bassa frequenza. E' risaputo che un nucleo di ferro compatto sottoposto a un flusso magnetico variabile, agisce come una spira in corto circuito, provocando enormi perdite per correnti indotte parassitarie. Per ovviare a tale svantaggio nei suddetti trasformatori si suddivide il nucleo in lamierini di alcuni decimi di millimetro, isolati tra loro.

Passando dalle basse alle alte frequenze la suddivisione dei nuclei in lamierini, anche di spessore ridottissimo, (cioè di pochi centesimi di millimetro) non è sufficiente a ridurre le perdite in modo tollerabile.

Si è cercata una soluzione del problema, senza però ottenere risultati concreti, passando da nuclei formati da lamierini, a nuclei costituiti da fili di ferro dolce aventi diametro di alcuni centesimi di millimetro, isolati e raggruppati in fascio.

Però la soluzione pratica del problema della diminuzione in valori accettabili delle perdite nei nuclei per radio frequenza fu raggiunta soltanto quando vennero usate particelle di ferro ridotte secondo le tre dimensioni (polverizzazione) e successivamente isolate tra loro.

POLVERE DI FERRO.

La polverizzazione del ferro viene ottenuta nell'industria seguendo vari procedimenti, ognuno dei quali protetto da uno o più brevetti.

Un primo procedimento è stato quello della polverizzazione meccanica della limatura di ferro: secondo questo la polvere veniva ottenuta dalla limatura mediante fine macinazione e successiva ventilazione. Il vantaggio di avere polvere necessariamente fine veniva in parte neutralizzato dalla mancanza di uniformità delle particelle, e più che altro dalla non completa purezza, ciò che portava quasi sempre a un aumento delle perdite per isteresi.

In un secondo tempo polvere di ferro molto pura venne prodotta per riduzione mediante idrogeno di ossido di ferro polverizzato: questo proveniva a sua volta da idrato ferrico ottenuto per precipitazione da una soluzione chimica di ferro. I granuli di ferro così ottenuti, esaminati sotto forti ingrandimenti, si presentano in forma non regolare, a spigoli. Secondo quanto appare al microscopio dal confronto della polvere di ossido di ferro con la polvere di ferro da esso risultante per riduzione chimica, si può notare una certa somiglianza di dimensioni e di forma tra di loro; ciò fa dedurre che le particelle di ferro mantengono all'incirca la forma di quelle del materiale di partenza e che perciò, per questa via, si possono ottenere soltanto granuli a profili angolosi.

La suddetta polvere, già conosciuta dai chimici col nome di ferro piroforico, ha anche lo svantaggio dal punto di vista pratico di essere facilmente infiammabile a contatto dell'aria.

Un procedimento tedesco largamente usato e molto più importante di quelli precedentemente menzionati permette di ottenere polvere finissima, di purezza assai elevata e di forma granulare perfettamente sferica, mediante riduzione di composti ferrocarbonilici in atmosfera di idrogeno.

Esaminata al microscopio la polvere suddetta

appare formata da tante sferule del diametro di 2+6 micron. Secondo anche quanto viene segnalato nella letteratura tecnica (C. Austin e Oliver: Marconi Rev. 1938) la suddetta polvere rispetto alle altre dà nell'applicazione per nuclei per alta frequenza i risultati più favorevoli. -

Tale fatto è secondo noi attribuibile alla composizione chimica e alla forma del materiale. Infatti la grande purezza esclude la presenza di quei composti del ferro suscettibili di apportare nel nucleo perdite per isteresi. Ruolo maggiore e duplice dev'essere giocato però dalla sfericità dei granuli: la forma sferica, per una evidente ragione geometrica e statistica, limita in primo luogo i contatti tra le diverse particelle e quindi la possibilità di granuli in corto circuito, e in secondo luogo favorisce (e ciò sarà reso più evidente da quanto segue) il più facile isolamento delle singole particelle.

ISOLANTE

Abbiamo accennato sopra che i costituenti del nucleo, siano essi lamierini, fili o granuli microscopici, debbono essere tra di loro perfettamente isolati. Naturalmente la radiotecnica e la chimica per raggiungere tale scopo hanno dovuto affrontare e condurre a termine ricerche abbastanza numerose, ricerche che hanno permesso le realizzazioni attualmente conosciute.

Riteniamo che molto ancora resti da indagare su tale problema, il quale, agli effetti delle caratteristiche elettriche dei nuclei riveste forse maggiore importanza del problema della fabbricazione della polvere di ferro.

Un isolante ideale dovrebbe isolare nel modo più sicuro ogni particella di ferro mantenendo il fattore di riempimento il più elevato possibile. (Per fattore di riempimento intendiamo il rapporto del volume di ferro rispetto al volume totale del nucleo: è ovvio quindi che la permeabilità del nucleo risultante sarà funzione diretta di tale fattore).

Oltre a questa qualità pratica, si richiede all'isolante anche quella di possedere un basso angolo di perdita in modo che le perdite dovute al dielettrico costituiscano nel nucleo finito una minima percentuale. E' stato documentato che tale caratteristica, la quale a prima vista appare importantissima, riveste minore importanza della precedente: sono stati infatti ottenuti nuclei isolati con sostanze aventi un tgδ superiore a 100.10^{-4} di qualità migliore dei nuclei della stessa forma isolati colla medesima quantità di altri materiali aventi un tgδ circa 200 volte più piccolo.

I prodotti usati per l'isolamento delle particelle di ferro sono di solito sostanze organiche, per lo più resine sintetiche termoindurenti o termoplastiche.

Per raggiungere un isolamento di ogni singola particella è necessario che il materiale sia dotato di una altissima fluidità e quindi di una bassissima tensione superficiale: tale caratteristica non appartiene purtroppo ai tipi degli isolanti usati. Si è ovviato a tale difficoltà adottando il metodo di sciogliere la resina in un liquido a bassa tensione superficiale e di portarla successivamente a contatto della polvere di ferro in tale stato di dispersione. Quindi ogni granulo, nella successiva evaporazione del solvente, verrà a trovarsi superficialmente conglobato dall'isolante al quale si sarà unito per adesione.

Solitamente la resina, per la sua stessa natura plastica, oltre al compito squisitamente elettrico soddisfa anche la funzione meccanica di agglomerante, funzione necessaria per la formatura della polvere isolata in nuclei a disegno definito.

SISTEMI DI FABBRICAZIONE

I nuclei usati da una della maggiori industrie nazionali vengono costruiti o mediante stampaggio diretto oppure mediante iniezione sotto pressione.

Il primo sistema permette la costruzione di nuclei ad alto fattore di riempimento. Infatti, pure con piccole percentuali d'isolante è facile ottenere, giocando sulla pressione e sulle caratteristiche della resina, nuclei con buone qualità meccaniche, elevata permeabilità, e buone caratteristiche elettriche.

Lo studio sulla variazione delle caratteristiche elettriche dei nuclei in funzione delle variabili di fabbricazione, ha dato interessanti rislultati, alcuni dei quali prevedibili anche in teoria, come ad esempio l'aumento della permeabilità per effetto dell'aumento della pressione.

Come altro risultato è da segnalare il seguente: anche il fattore di merito aumenta con l'aumentare della pressione di stampaggio dei nuclei; ciò però non oltre un certo limite di pressione, che chiameremo pressione « critica », oltre il quale il Q scende rapidamente. Tale comportamento può essere spiegato con l'ipotesi secondo la quale la pressione esercitata nello stampaggio faciliterebbe in un primo tempo l'ulteriore isolamento delle singole particelle di ferro originariamente non del tutto isolate, e in un secondo tempo corrispondentemente alla pressione critica provocherebbe la rottura degli interstizi isolanti per l'eccessiva compressione, con susseguente passaggio di più granuli di ferro in corto circuito.

Si ricorre al sistema di iniezione sotto pressione qualora si richiedano nuclei aventi profilo tormentato, ad esempio filettati (vedi fig. 2). La polvere di ferro usata in tale sistema dovrà essere mescolata con una percentuale di materiale termoplastico tale da permettere una sufficiente fluidità a caldo. Di solito il fattore di riempimento in nuclei così ottenuti è assai inferiore a quello dei nuclei derivanti dal primo sistema.

APPLICAZIONI

Le applicazioni dei nuclei di ferro per bobine di radio frequenza sono legate ai due seguenti scopi:

a) realizzare bobine con elevato Q (e L);

b) ottenere nelle bobine una regolazione d'induttanza.

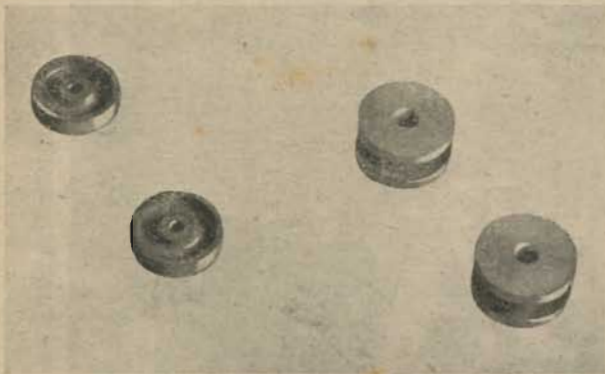



Fig. 1

Al primo gruppo di applicazione appartengono i corpi stampati (definiti sotto il nome di « poliferri ») illustrati nelle fig. 1.

Al secondo gruppo appartengono invece i poliferri di cui alla fig. 2.

Se la regolazione di induttanza richiesta è abbastanza piccola, come nel caso delle medie frequenze, si usano nuclei aventi ottimo Q e permea-

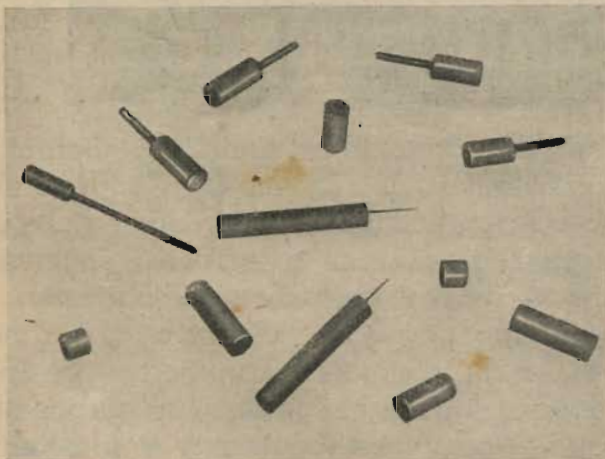



Fig. 2

bilità relativamente bassa. Caratteristiche opposte avranno invece i nuclei usati per forti variazioni di induttanza, come nel caso di radioricevitori in cui la sintonia è ottenuta per variazione di L (principio applicato in un ricevitore portatile nazionale).

In margine a quanto sopra vogliamo chiarire come l'applicabilità dei nuclei attualmente fabbricati sia legata alla frequenza: oltre un certo limite di frequenza infatti le perdite per correnti indotte parassitarie divengono eccessivamente elevate. Una estensione della gamma di applicabilità si prevede soltanto possibile o mediante un isolamento più sicuro delle singole particelle, oppure mediante una suddivisione più spinta del ferro.

La prima via è già stata vantaggiosamente seguita secondo quanto appare da brevetti americani: secondo questi il ferro isolato fisicamente nelle sue particelle da sostanze organiche, è stato so-

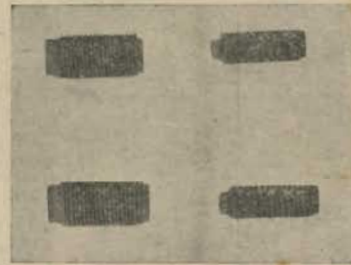
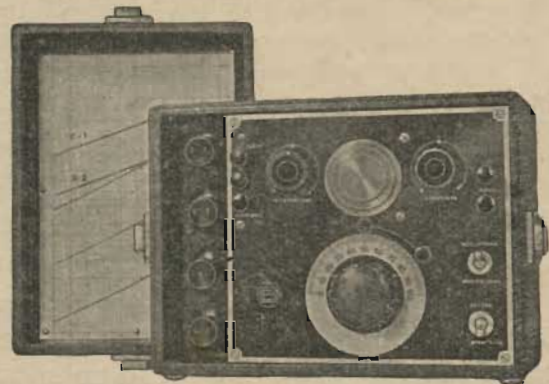



Fig. 3

stituito con ferro isolato chimicamente nei suoi atomi da ossigeno; si sono cioè usati ossidi superiori di ferro.

Si ha d'altronde notizia che la seconda via possibile per l'estensione della gamma di applicabilità è stata invece recentemente oggetto in Italia di favorevoli tentativi, mediante i quali è stato ottenuto, con metodi nuovi, ferro ad altissimo grado di dispersione.

(Le illustrazioni provengono dai laboratori della F.I.M.M.)

Piccolo macchinario elettrico (motori a collettore per corrente continua ed alternata, motori ad induzione, generatori, survoltori e convertitori di corrente) ⊙ Generatori e suonerie telefoniche ⊙ Aspiratori e ventilatori ⊙ Apparecchiature elettrodomestiche ⊙ Resistenze elettriche variabili (potenziometri, reostati, attenuatori) ⊙ Resistenze elettriche fisse ⊙ Interruttori e commutatori ⊙ Prese e spine ⊙ Relè ⊙ Serrafili ⊙ Sintonizzatori a tasti ⊙ Telefoni magnetici ⊙ Cuffie di ricezione del tipo magnetico, del tipo a membrana attraversata da flusso, del tipo piezo-elettrico ⊙ Caschi telefonici ⊙ Laringofoni del tipo magnetico ad alta impedenza, del tipo magnetico a bassa impedenza, a carbone e piezo-elettrico ⊙ Microfoni ⊙ Osteofoni ⊙ Rivelatori e complessi fonografici ⊙ Indicatori visivi di sintonia ⊙ Oscillografi ⊙ Capsule magnetiche ⊙ Apparecchiature di acustica subacquea ⊙ Complessi di alimentazione per apparecchiature radio ⊙ Alimentatori anodici per le più svariate applicazioni ⊙ Apparecchiature radio speciali ⊙ Accessori radio

LESA
COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.A.
MILANO

LA RESISTENZA D'INGRESSO DELLE VALVOLE AMPLIFICATRICI DI A. F.

ed i suoi effetti sulla amplificazione e sulla selettività

2440/4

D. TECCANI

PREMESSA

In queste pagine si è avuto recentemente occasione di parlare dello smorzamento introdotto dalle valvole sui circuiti oscillanti alle elevate frequenze radio. Informazioni quantitative esatte si potrebbero dare in proposito ricorrendo a trattazioni comprensibili solo ad una limitata schiera di lettori. Perciò è nostra intenzione per ora illustrare solo qualitativamente il fenomeno, confrontando il comportamento delle valvole usate correntemente e mettendo in evidenza l'effetto da queste prodotto sulle caratteristiche fondamentali, selettività e amplificazione, dei circuiti di alta frequenza.

RESISTENZA EQUIVALENTE DI INGRESSO: SUE CAUSE.

La resistenza di ingresso di una valvola, cioè quella resistenza che negli effetti può sostituirsi al circuito griglia-catodo della valvola, non viene considerata fino a frequenze dell'ordine dei 3 MHz, dato il suo elevatissimo valore. Oltre questa frequenza la resistenza equivalente di ingresso diminuisce rapidamente tanto che non può più essere trascurata già a 14 MHz.

Essa è composta di due elementi; il primo, detto *resistenza a freddo*, è presente anche con valvola spenta; il secondo, detto *resistenza a caldo*, esiste solo invece in presenza di corrente catodica. Poichè i due elementi sono collegati in parallelo al circuito oscillante di ingresso, è preferibile parlare di conduttanza, anzichè di resistenza. Come è noto la conduttanza è il reciproco della resistenza e viene misurata in « mho »; le conduttanze in parallelo si sommano e la loro somma può essere rapidamente trasformata in resistenza ricavandone il reciproco.

La *conduttanza a freddo* è principalmente data dalle perdite dielettriche nel vetro, nello zoccolo ed in tutti gli altri materiali isolanti usati nella valvola, fili di collegamento ecc., ed ha un valore praticamente costante per tutti i tipi di valvola. Essa è direttamente proporzionale alla frequenza e può essere convenientemente espressa in μmho/MHz.

La *conduttanza a caldo* dipende dal tipo di valvola, dalle tensioni di funzionamento ed ha due cause originarie: il tempo di transito degli elettroni e la induttanza del collegamento catodico. La seconda causa è paragonabile ad una reazione negativa, la quale per i noti effetti di riduzione della selettività e dell'amplificazione, si può immaginare equivalente ad una resistenza collegata in parallelo al circuito oscillante di ingresso. L'altra causa, tempo di transito degli elettroni, non può essere spiegata altrettanto facilmente, ma per gli scopi che ci siamo proposti con queste note, è sufficiente accennare che gli elettroni procedenti dal catodo alla placca inducono sulla griglia delle cariche variabili alla frequenza del segnale applicato e danno quindi luogo ad un passaggio di corrente nel circuito di griglia. Alle frequenze relativamente basse questa corrente è in anticipo sulla tensione di 90° esatti, ma l'anticipo si riduce quando, a frequenza più elevata, il periodo della tensione alternativa applicata alla griglia diventa paragonabile al tempo impiegato dagli elettroni per passare dal catodo alla griglia stessa. Questo ritardo di fase costituisce una perdita ed è quindi sostituibile nei suoi effetti con una resistenza collegata tra griglia e catodo. Le conduttanze dovute al tempo di transito degli elettroni ed alla induttanza di collegamento catodico sono ambedue proporzionali al quadrato della frequenza, e possono essere quindi conglobate in un termine unico che verrà espresso in μmho/MHz^2.

Tutte le valvole normali hanno una conduttanza a freddo di 0,3 μmho/MHz; fa eccezione la ghianda 954, nella quale, mancando lo zoccolo, le perdite dielettriche possono essere trascurate fino a 100 MHz. La conduttanza a caldo per pentodi usuali, in condizioni di funzionamento normali, ha i valori seguenti:

6J7, 6K7	0,05	μmho/MHz^2
1851, 1852	0,13	» »
1853,	0,065	» »
954	0,006	» »

Si noti che la 954 ha una conduttanza a caldo 10 volte minore della 6K7, il che equivale a dire che la resistenza equivalente di ingresso della prima è 10 volte maggiore di quella della 6K7. Questo rapporto in pratica risulta maggiore per l'assenza della conduttanza a freddo nella valvola 954.

Nelle valvole convertitrici il valore della conduttanza di ingresso dipende dalla disposizione delle

griglie. La 6L7, ad esempio, che ha la griglia cui si applica il segnale da ricevere in prossimità del catodo, si comporta come un comune pentodo ed in condizioni di funzionamento normali possiede una conduttanza a caldo di 0,15 μmho/MHz². E' quindi, a questo riguardo, la valvola peggiore di quante finora abbiamo esaminate e fin dove è possibile non è consigliabile il suo impiego nei ricevitori non aventi uno stadio di amplificazione di alta frequenza. Diversamente invece si comportano le valvole convertitrici che hanno interposta tra la griglia segnale e il catodo una griglia schermo. Per queste la conduttanza a freddo rimane ovviamente la stessa, la componente dovuta all'induttanza del collegamento catodico è trascurabile e la componente dovuta al tempo di transito elettronico risulta negativa. Per le valvole convertitrici di uso comune la conduttanza a caldo che ha i seguenti valori:

6A7, 6A8	– 0,05 μmho/MHz²
6K8	– 0,08 » »
6SA7	– 0,03 » »

La presenza di una conduttanza negativa nel circuito di ingresso significa che la valvola fornisce energia al circuito stesso: ciò equivale alla presenza di un certo grado di reazione positiva. Con queste valvole la selettività e l'amplificazione tendono ad aumentare col crescere della frequenza: se il Q effettivo del circuito oscillante di ingresso è di valore tale da superare la resistenza negativa della valvola si ha allora autoscillazione. E' possibile notare questo fenomeno a frequenze maggiori di 15 MHz ed è notevole il particolare che l'innesco non scompare con gli accorgimenti normali di schermaggio e di disaccoppiamento. Il solo sistema per evitare tale inconveniente consiste nell'aumentare in un modo qualsiasi le perdite del circuito di ingresso.

EFFETTO PRODOTTO DALLA RESISTENZA EQUIVALENTE DI INGRESSO SUL CIRCUITO OSCILLANTE.

Quanto è stato finora esposto pone chiaramente in evidenza l'importanza della conduttanza di ingresso delle valvole nel progetto di un ricevitore. Quando esigenze di una stretta economia non limitano il numero delle valvole, l'impiego di uno stadio amplificatore di AF prima della convertitrice è sempre consigliabile. Pertanto la conoscenza della resistenza che la valvola introduce in parallelo al primo circuito oscillante del ricevitore è di primaria importanza per stabilire le sue caratteristiche e quelle globali del ricevitore.

La resistenza di ingresso delle varie valvole amplificatrici ora esaminate è data nella seguente tabella per varie frequenze:

f (MHz)	Resistenza di ingresso (ohm)			
	954	6K7, 6J7	1853	1851, 1852
7	4.080.000	220.000	189.000	118.000
14	1.020.000	71.400	59.000	33.700
28	255.000	21.000	16.900	9.050
56	63.700	5.850	4.530	2.360

Poichè questa resistenza si trova in parallelo al circuito oscillante, la 954 risulta molto superiore di tutti gli altri tipi, sebbene la differenza sia evidente solo a frequenze maggiori di 14 MHz. A 7 MHz tutte le valvole hanno impedenza di ingresso notevolmente maggiore della resistenza equivalente di un buon circuito oscillante. A 14 MHz un buon circuito oscillante non accoppiato all'antenna ha una resistenza equivalente di 60.000 ohm, impiegando valori usuali per l'induttanza e per la capacità. La tabella mostra che la resistenza di ingresso della 6K7 è dello stesso ordine mentre invece quella della 1851 è notevolmente inferiore. La situazione diviene maggiormente sfavorevole se si considerano i valori a 28 MHz; a 56 MHz tutte le valvole esaminate rappresentano quasi un corto circuito per il circuito oscillante.

In fig. 1 è rappresentato il circuito di ingresso di uno stadio amplificatore di AF; R_1, rappresenta la resistenza dell'antenna o la resistenza interna della valvola precedente, R_2 è la resistenza serie del circuito oscillante ed R_3 la resistenza di ingresso della valvola. R_2 che sta per le perdite del circuito oscillante, è per lo più localizzata nell'induttanza e determina il Q del solo circuito oscillante. A 7 ed a 14 MHz non è difficile costruire delle induttanze aventi $Q = 200$; all'incirca di questo valore rimane il Q del circuito oscillante. La presenza di R_3 abbassa il Q in misura dipendente dal rapporto tra R_3 e la resistenza equivalente parallelo del circuito solo. Una seconda riduzione del Q del circuito si ha quando ad esso si accoppia il circuito primario per mezzo di L_1; è noto che per accoppiamento ottimo il Q si riduce esattamente alla metà. Come risultato finale si ottiene un circuito avente un Q notevolmente inferiore di quello che compete ad L_2C solamente.

Come è noto tanto l'amplificazione quanto la selettività di uno stadio dipendono dal Q effettivo del circuito oscillante. Per mettere in evidenza quanto la valvola incide su tali caratteristiche del circuito, alle varie frequenze sono state tracciate le curve di fig. 2, 3, 4. Per esse si è considerata la serie di valori della tabella, e si è immaginato:

che il Q della bobina fosse 200 a 7 ed a 14 MHz, e 150 a 28 MHz; che il rapporto L/C fosse quello mediamente usato in pratica; che l'accoppiamento tra L_2 ed L_1 fosse ottimo.

Avendo un diverso valore di Q, di rapporto L/C e di accoppiamento la forma delle curve date si modifica sensibilmente; e precisamente l'aumento del Q o del rapporto L/C porterebbe ad un innalzamento delle curve del circuito oscillante solo rispetto a quelle del circuito con valvola. Un accoppiamento più stretto produrrebbe un allargamento delle curve e viceversa. Le curve sono state tracciate su una scala relativa, assumendo come unitaria la risposta data in risonanza dal circuito senza valvola; evidentemente in valore assoluto le curve sono diverse tra di loro; in genere la risposta diminuisce con l'aumentare della frequenza. Le curve contrassegnate circuito solo si riferiscono allo schema di fig. 1 con accoppiamento tra L_1 ed L_2 incluso e valvola staccata (R_3 esclusa).

fig. 1. - *Circuito di ingresso di una valvola amplificatrice per alta frequenza.*

In un ricevitore a cambiamento di frequenza la selettività degli stadi di preselezione è generalmente inferiore a quella della media frequenza, cosicchè la forma della curva di risposta nell'intorno della risonanza non ha importanza pratica. La selettività degli stadi di preselezione determina invece la risposta alla frequenza del segnale immagine. E' noto che tutti i circuiti oscillanti a frequenze notevolmente discoste da quella di risonanza — caso dell'immagine per frequenze inferiori a 28 MHz e con media frequenza dell'ordine di 450 MHz — danno una risposta praticamente indipendente dal Q. In altri termini un buon rapporto immagine si può ottenere solo agendo sulla risposta in risonanza, aumentando quindi la amplificazione in senso assoluto. Il rapporto tra la risposta in risonanza di due qualsiasi delle curve di fig. 2 e 3 dà una indicazione diretta della selettività alla frequenza immagine, sebbene le curve non diano il valore numerico di detto rapporto. Ad esempio la figura 2 indica che il rapporto immagine di uno stadio si riduce del fattore 5,7/7,1 quando una valvola 6K7 viene so-

fig. 2. - *Curve relative di attenuazione di un circuito oscillatore, secondo figura 1, accordato alla frequenza di 7 MHz.*

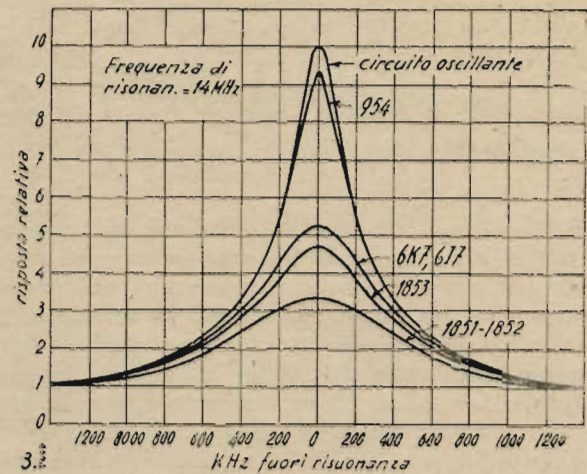



fig. 3. - *id id. alla frequenza di 14 MHz.*

stituita con una 1851, mentre il rapporto immagine con la 6K7 ha il 71% del valore che compete a 7 MHz al solo circuito oscillante senza valvola. Pertanto a questa frequenza la selettività all'immagine è già buona con valvole normali, poichè le perdite introdotte dalla valvola non sono rilevanti.

A 14 MHz l'effetto della valvola è più marcato per il fatto che la frequenza immagine è relativamente più vicina alla frequenza di risonanza. In ricevitori aventi un solo stadio di preselezione con 6K7 si ottiene una attenuazione media di 50 per il segnale immagine; valore questo appena accettabile. L'impiego di una valvola 954 porterebbe tale attenuazione a 90, mentre invece una 1851 lo ridurrebbe a circa 30. In tal modo si chiarisce quanta importanza abbia la scelta della valvola nei riguardi della selettività alla frequenza immagine.

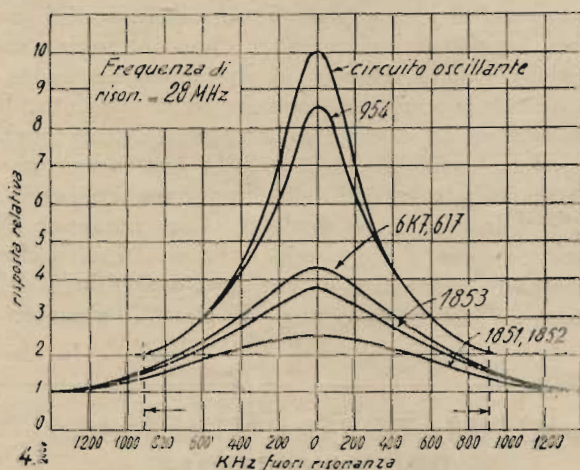



fig. 4. - *id. id. alla frequenza di 28 MHz.*

La fig. 4, relativa alla frequenza di 28 MHz, pone in evidenza che se la risposta alla frequenza immagine è da considerarsi di primaria importanza, l'impiego di una media frequenza di 450 kHz è da scartarsi, indipendentemente dal tipo di valvola usato nello stadio di preselezione. La frequenza immagine infatti si trova così prossima alla risonanza che una adeguata preselezione non si avrebbe nemmeno usando valvole con resistenza di ingresso infinita. Pertanto se altre considerazioni obbligano l'adozione di una media frequenza così bassa, allora la scelta della valvola più adatta può portare a qualche miglioramento. La 954 è evidentemente la valvola migliore a questo riguardo: la 6K7 apporta una riduzione di circa 2, mentre la 1851 quasi non permette alcuna discriminazione tra il segnale desiderato e la immagine.

Tutte le curve sono state tracciate considerando le valvole in condizioni normali di funzionamento; cioè con tensione di placca e tensione di griglia schermo prescritte, e con il minimo raccomandato per la tensione di griglia. Un aumento di questa ultima — allo scopo di regolare la amplificazione dello stadio, ad esempio — produce un aumento della resistenza di ingresso della valvola in misura quasi eguale alla riduzione della amplificazione; di conseguenza si avrà un aumento della selettività. L'effetto globale dipende dall'accoppiamento con il circuito precedente, giacchè se si era partiti con accoppiamento ottimo un aumento della tensione di griglia produce un sovraccoppiamento.

In un ricevitore il rapporto immagine complessivo è il prodotto dei rapporti relativi ai singoli circuiti di preselezione. Disponendo uno stadio di amplificazione prima della conversione si hanno in totale due circuiti accordati e precisamente quello di antenna e quello all'ingresso della convertitrice. In base ai valori dati prima è possibile fare una scelta delle valvole da impiegare come amplificatrice di alta frequenza e come convertitrice, per ottenere una buona selettività immagine. La migliore combinazione potrebbe essere 954+6K8, sebbene occorrerà prendere alcune precauzioni per impedire l'innesco nella seconda valvola. La combinazione peggiore è invece 1851+6L7, la quale a 28 MHz non permetterà di distinguere ad orecchio il segnale dall'immagine, usando una media frequenza di 450 kHz.

Nel chiudere queste note vogliamo far presente che tutte le osservazioni ora esposte si riferiscono alla selettività ed all'amplificazione derivanti dalle caratteristiche dei circuiti oscillanti impiegati negli stadi di amplificazione ad alta frequenza. Non sono stati considerati altri fattori egualmente importanti per il funzionamento di un ricevitore, quali l'amplificazione delle valvole, il fruscio; nè è stato dato alcun cenno circa i metodi che si possono in pratica adottare per ridurre i dannosi effetti della resistenza di ingresso delle valvole amplificatrici alle elevate frequenze radio. Di queste e di altri importanti argomenti per la definizione delle caratteristiche globali di un ricevitore tratteremo molto prossimamente.

IL POTENZIOMETRO

2433/14

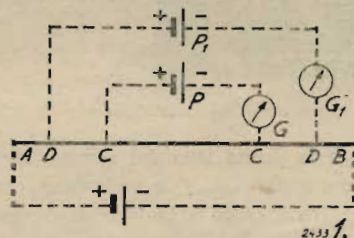
Ing. M. Della Rocca

Il potenziometro è uno strumento che serve alla misura di forze elettromotrici, di intensità di correnti e di differenze di potenziale e quindi alla taratura degli amperometri e dei voltmetri con metodo di riduzione a zero per confronto diretto con elementi campione e resistenze campione; serve per il confronto di piccole resistenze in modo rapido e preciso forse più di quanto sia possibile ottenere con gli stessi ponti; viene usato anche per misure di ampiezza e fase di correnti e tensioni alternate. Un potenziometro di questo tipo fu realizzato da C. V. Drysdale (Phil. Mag. 17 - 402; 1909) e da quell'epoca ha subito poi importanti modifiche e perfezionamenti. Il potenziometro viene anche impiegato nelle misure di telefonia, telegrafia e su cavi; per misure di angoli di fase nelle impedenze, analisi di proprietà magnetiche, correnti nei trasformatori ed amplificatori. Tali utilizzazioni rientrano sempre nel campo delle frequenze telefoniche e delle audio frequenze, oltre quelle in c.c. su accennate.

Però il potenziometro è stato impiegato anche in radio frequenza, con una realizzazione di W. W. Malcapine (P.I. R.E. 18, 1144, 1930) molto geniale e che ha dato i suoi buoni frutti, per quanto poco nota e diffusa. Su questa realizzazione ci intratterremo nel seguito.

L'impiego corrente del potenziometro però si limita alla c.c. per le misure su citate e per le quali sono state effettuate molteplici realizzazioni, che esamineremo brevemente, prima di passare al potenziometro per usi radio, che tutti conoscono e che è così largamente diffuso.

IL POTENZIOMETRO PORTATILE DI MISURA.

Il principio sul quale si basa è il seguente: sia *AB* (fig. 1) una resistenza che una corrente costante attraversa e sui punti *CC* sia derivato un circuito comprendente un elemento di pila campione *P* ed un galvanometro *G*. Variando la resistenza interposta fra i punti *CC*, allorchè il galvanometro *G* non accenna alcun passaggio di corrente, la differenza di potenziale fra *CC* è uguale alla f.e.m. dell'elemento *P*.

Se per ottenere l'equilibrio con un altro elemento P_1, il circuito deve essere derivato nei punti *DD*, la f.e.m. di questo elemento è uguale alla caduta di potenziale fra i due punti *DD*.

Se noi chiameremo *E* la f.e.m. del primo elemento, E_1 quella del secondo, *r* la resistenza del tratto *CC* ed r_1 quella del *DD*, essendo la corrente costante, si avrà:

$$\frac{E_1}{E} = \frac{r_1}{r}$$

Se l'elemento campione *P* è un normale elemento Weston al cadmio, la cui f.e.m. è di 1,0191 Volta:

$$E_1 = \frac{r_1}{r} \; 1{,}0191 \text{ volta}$$

Così la f.e.m. dell'elemento *P* è ottenuta dal rapporto di due resistenze e dal valore della f.e.m. dell'elemento campione. Si può anche ridurre il metodo a lettura diretta. Si da al tratto *CC* una resistenza espressa da 1,0191, assumendo per unità una resistenza arbitraria qualsiasi, e mediante un reostato si regola l'intensità di corrente nel circuito principale fino a portare a zero il galvanometro *G*. Allora se *r* esprime la resistenza fra *DD* nelle stesse unità, la f.e.m. dell'elemento *P* sarà dato da:

$$E_1 = \frac{r_1}{1{,}0191} \; 1{,}0191 = r_1 \text{ volta}$$

in altri termini la f.e.m. dell'elemento campione P_1 sarà espressa dallo stesso numero che esprime la resistenza compresa fra i punti *DD*. Nell'istesso modo per confronto con l'elemento campione si potrà misurare una qualunque caduta di potenziale.

I potenziometri si costruiscono normalmente per misure fino a 1,5 ÷ 2 volta e con sensibilità molto elevata (10^{-4} V.). Tutti quelli che si trovano in commercio differiscono solo per il modo come viene costruita la resistenza. Questa differenza è funzione della f.e.m. del campione utilizzato, giacchè i varii campioni hanno f.e.m. comprese fra 1 e 1,5 V. (la *Latimer Clark* volta 1,4328 a 15° C.; la *Weston* = V. 1,0191 a 15° C.) e per realizzare un potenziometro a lettura diretta da potersi usare con qualsiasi elemento, occorrerebbe una resistenza divisibile in un numero enorme di parti, mantenendo una caduta di potenziale ai capi di ciascuna di esse capace di essere apprezzata dal galvanometro.

Il tipo *Crompton* (costruzione Hartmann & Braunn - Chauvin & Arnoux) divide la resistenza in 15 parti uguali di cui 14 fisse ed una costituita da un filo calibrato — con d.d.p. $\rho\, i = 0{,}1$ V. graduato in 100 parti in modo da poter apprezzare d.d.p. = 0,001 V.

Il tipo *Elliot* (costruito da Carpentier) divide la resistenza in 150 parti di cui 149 fisse ed una a filo frazionabile in 100 parti, che permette l'apprezzamento di una d.d.p. di 0,001 V.

Il potenziometro *Pasqualini* (fig. 2) costruito dalle Officine Galileo di Firenze, sul quale ci fermeremo più a

lungo, è realizzato sul principio già usato da *Warley e Thomson* nel ponte per resistenze di valore elevato.

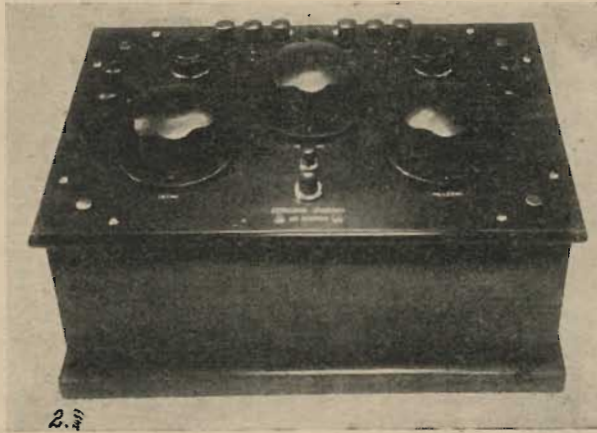
Sedici resistenze r (fig. 3) eguali fra di loro e ciascuna eguale ad un valore ρ corrispondente ad una d.d.p. = 0,1 V., disposte in serie con un filo teso su

di un settore graduato di resistenza uguale ad $\frac{1}{100}$ di ρ, un reostato a scatti R ed uno continuo R_1 non calibrati, sono percorsi da una corrente costante data da un elemento campione. Una seconda serie di resistenze r_1, uguali ciascuna a $\frac{2}{100}$ di ρ può essere messa in derivazione su due qualunque delle prime resistenze r. Il valore complessivo delle 10 resistenze r_1 è $\frac{2}{10}$ ρ, cioè uguale a quello di due resistenze r, per cui se i è l'intensità di corrente nelle resistenze r e nel filo teso, essa

fig. 3

diventa $\frac{i}{2}$ nelle r_1 e nelle 2 r sulle quali le r_1 sono derivate.

La derivazione del circuito del galvanometro può essere fatta dopo una qualunque delle resistenze r_1 ed in un punto qualunque del filo teso; un commutatore bipolare permette di inserire nel circuito derivato gli elementi da confrontare. Dallo schema di fig. 3 la disposizione degli elementi risulta molto chiaramente.

Supponiamo che quando si ottiene l'equilibrio con l'elemento P, fra lo zero e la prima leva del commutatore siano n resistenze; n_1 le resistenze comprese fra lo zero e la leva di derivazione ed n_2 le decime parti del filo teso fra zero e la leva di derivazione corrispondente. La d.d.p. che equilibra la f.e.m. dell'elemento sarà data da:

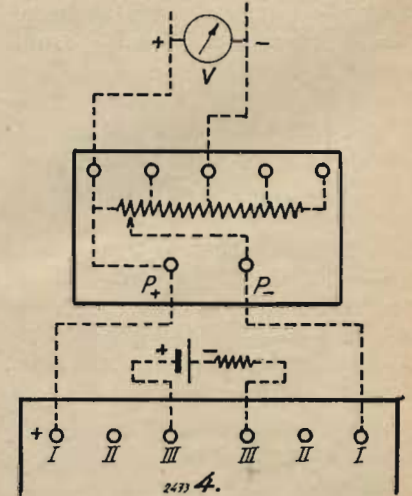
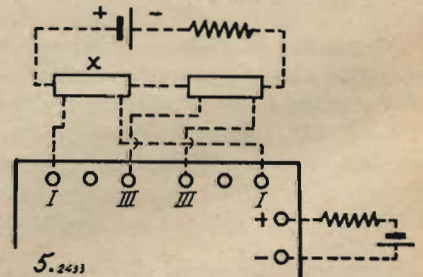
$$E = n \frac{\rho}{10} i + n_1 \frac{2\rho}{100} \cdot \frac{i}{2} + n_2 \frac{\rho}{1000} i = \rho i \left(n \frac{1}{10} + n_1 \frac{1}{100} + n_2 \frac{1}{1000} \right)$$

Con l'elemento P_1 invece:

$$E_1 = \rho i \left(n' \frac{1}{10} + n'_1 \frac{1}{100} + n'_2 \frac{1}{1000} \right)$$

il rapporto delle due f.e.m. sarà:

$$\frac{E_1}{E} = \frac{n' \frac{1}{10} + n'_1 \frac{1}{100} + n'_2 \frac{1}{1000}}{n \frac{1}{10} + n_1 \frac{1}{100} + n_2 \frac{1}{1000}}$$

Il potenziometro può essere impiegato nella misura di tensioni elevate, come, per esempio, nella verifica delle indicazioni di un voltmetro, mediante

l'impiego di una resistenza addizionale, così come indica la fig. 4; ovvero nella misura di intensità, facendo attraversare dalla corrente una piccola resistenza di valore noto, munita di prese di derivazione in modo da poterla connettere al potenziometro nel punto migliore ed in quello voluto.

Per la misura delle resistenze si procede col metodo del paragone con una resistenza campione, creando un vero e proprio ponte (fig. 5) in cui il braccio mobile è formato dal potenziometro.

IL POTENZIOMETRO PER ALTA FREQUENZA.

Le varie realizzazioni ed applicazioni del potenziometro per c.a. non sono molto diffuse. Il lettore che avesse interesse ad esse potrà agevolmente trovare più ampia documentazione nella bibliografia che segue.

Troviamo interessante dilungarci invece sul potenziometro per alta frequenza, perchè esso può rendere infiniti servigi sia come è stato realizzato sia con le modifiche che ne possono scaturire.

L'istrumento realizzato dal MALCAPINE fu utilizzato per tensioni e correnti non superiori ai 10÷20 mV e per frequenze superiori a 10^6 Hz., si compone di due fili tesi circolari indicati con *RD* e *CD*, che sono attraversati da correnti di ampiezza pressochè uguale, ma sfasate fra di loro di circa 90°. Questi due fili sono connessi fra di loro nel punto mediano ed i due cursori in serie al potenziale ignoto a mezzo di un deviatore ed un sistema di rivelazione, in modo che il punto zero di bilanciamento si ottiene quando il potenziale ignoto è uguale od opposto alla somma dei potenziali che attraversano i fili tesi nel punto medio della rispettiva corsa. L'istrumento e le sue parti accessorie sono visibili nello schema di fig. 6.

Fig. 6.

I due fili sono alimentati dal secondario di un trasformatore di entrata *Tr*; in serie con *RD* vi sono due resistenze *R* di circa 250 ohm ciascuna ed in serie con *CD* due capacità *C* la cui reattanza è di circa 250 ohm alle frequenze utilizzate. Le due resistenze R_1 hanno un valore critico. Ciascun filo potenziometrico è tenuto fortemente in tensione alla periferia di un disco di bachelite di Ø = a 100 mm. circa. Un secondo filo è collocato in un canale del disco al disopra del filo teso e la presa mediana viene realizzata su questo secondo filo. La connessione fra i due fili è fatta in maniera anti-induttiva per evitare gli accoppiamenti esterni; essi sono in Nichelcromo ed il valore risultante è di 12 ohm. Il quadrante dei due potenziometri è diviso in 200 parti sulla intiera circonferenza, partendo da — 100 a 0 e da 0 a + 100. Le resistenze *R* sono anch'esse in Nichelcromo, anti-induttive ed a minima perdita. Tutte le parti metalliche dell'apparecchio, compresi i quadranti dei potenziometri sono schermate e messe alla massa.

La sorgente di alimentazione è la bobina *H*, che va accoppiata all'oscillatore del sistema sul quale si debbono effettuare le misure. Il trasformatore è un solenoide di costruzione speciale, schermato con rame fra primario e secondario. Il sistema di cambiamento di fase C_1 R_1 viene ottenuto a mezzo del deviatore *K*, che può includere od escludere il circuito. C_1 è un condensatore variabile di 0,0015 pF massimo ed R_1 ha un valore di 100 ohm. Il bilanciamento si ottiene con un potenziometro da 0,5 MΩ montato in derivazione sui capi del secondario del trasformatore con il cursore connesso allo schermo e con un piccolo condensatore doppio (compensatore) che ha una sola placca sul rotore e due sullo statore, che vanno anch'esse ai capi del secondario del trasformatore; girando il rotore la capacità di uno statore aumenta mentre l'altra diminuisce. La rivelazione si ottiene con un solenoide che ha approssimativamente la stessa impedenza del circuito potenziometrico.

Quando l'interruttore *I* è aperto si ha un circuito a ponte, di cui due bracci sono rappresentati dalla capacità ripartita dello schermo, dai 2 terminali del secondario del trasformatore e dai relativi fili di connessione; gli altri due bracci dalla associazione delle resistenze e capacità nei bracci dei potenziometri e dei cursori.

Generalmente il ponte è nel punto di equilibrio con il potenziometro *RD* a zero, cioè nel punto mediano. Naturalmente allorchè il potenziometro è fuori dal punto zero il ponte risulta sbilanciato ma l'equilibrio può essere ristabilito agendo sul condensatorino doppio (compensatore) che non influenza la corrente circolante nei bracci del potenziometro, ma bilancia solo quella proveniente dal detector sul cursore del potenziometro *CD* che è a zero.

Nella taratura dello strumento occorre determinare con precisione il rapporto di ampiezza delle correnti circolanti nei due fili tesi e la fase relativa, nonchè le costanti dei due quadranti in mV per divisione. Per effettuare tale taratura si ricorre ad un circuito di prova, indicato in fig. 6, ove *D* rappresenta un solenoide in serie con due partitori di tensione che determinano la caduta di potenziale necessario su *OA*.

(Continua)

L'USO DELLA VALVOLA 6A8 E SIMILI PENTAGRIGLIA CONVERTITRICI PER LA RICEZIONE DELLE ONDE CORTE

2334/1

C. Favilla

La valvola 6A8 usata come convertitrice nella ricezione delle onde corte può presentare una particolare instabilità della sintonia, effetto da molti conosciuto con la denominazione di «trascinamento d'onda» (1), costringendo ad un ritocco continuo dei condensatori variabili di accordo.

Ora tale inconveniente può essere assolutamente eliminato se l'impiego della valvola è effettuato in un modo razionale, cioè secondo un metodo atto ad eliminare le cause che determinano l'effetto nocivo.

Scopo della presente nota è appunto quello di indicare il modo razionale di impiego della valvola 6A8 secondo un metodo che può essere applicato, con le dovute varianti a riguardo dei valori resistivi in giuoco, ad altre valvole di tipo similare aventi, come la 6A8, un fascio elettronico comune sia per la *sezione* oscillatrice che per quella miscelatrice.

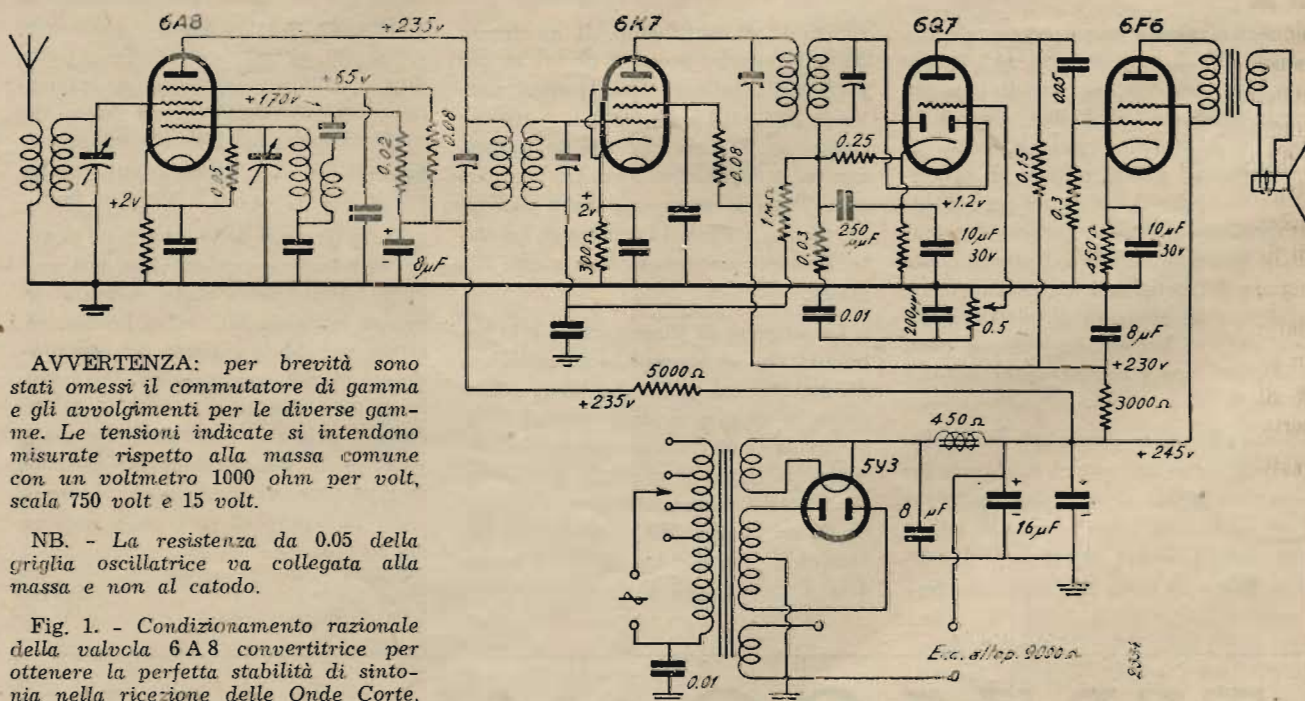
La instabilità della sintonia è dovuta, in questo caso, esclusivamente alla variazione della corrente elettronica media, sia dipendente dalla polarizzazione di griglia se questa è sensibilmente variabile, sia dipendente dalla variazione della tensione continua di alimentazione di placca e qualche volta della griglia schermo e della griglia anodica (placca oscillatrice).

Queste variazioni sono principalmente causate:

1) dal sistema di controllo automatico della sensibilità, applicato alla griglia pilota della convertitrice;

2) dal sistema di alimentazione dei circuiti di placca principale e di placca oscillatrice (griglia anodica);

3) dal sistema di alimentazione della griglia schermo.

In seguito a prove appositamente effettuate siamo pervenuti a realizzare il circuito indicato nella fig. 1 nel quale, come si vede, la valvola convertitrice è condizionata in modo particolare.

AVVERTENZA: *per brevità sono stati omessi il commutatore di gamma e gli avvolgimenti per le diverse gamme. Le tensioni indicate si intendono misurate rispetto alla massa comune con un voltmetro* 1000 *ohm per volt, scala* 750 *volt e* 15 *volt.*

NB. - *La resistenza da* 0.05 *della griglia oscillatrice va collegata alla massa e non al catodo.*

Fig. 1. - *Condizionamento razionale della valvola* 6 A 8 *convertitrice per ottenere la perfetta stabilità di sintonia nella ricezione delle Onde Corte. Come si vede, l'alimentazione è ottenuta col metodo classico del circuito anodico indipendente.*

Anzitutto ad essa non è applicata la tensione variabile di griglia pilota destinata al controllo automatico della sensibilità: alla detta griglia è invece applicata una tensione di autopolarizzazione, che ha il vantaggio di determinare un flusso elettronico di grande costanza nel suo valore medio, entro ampi limiti di variazione del segnale di

---

(1) *Trascinamento, spostamento della risonanza dovuto alla variazione di qualche elemento dal quale essa dipende. Da alcuni tecnici questo fenomeno è chiamato invece slittamento d'onda, intendendo per trascinamento un altro fatto dovuto alla interdipendenza dei circuiti risuonanti.*

ingresso. La griglia oscillatrice è pure polarizzata con lo stesso metodo e con gli stessi risultati di costanza della corrente elettronica media, oltre ad altri vantaggi dovuti alla riduzione al minimo della corrente di griglia.

Anche la griglia schermo della convertitrice, che in molti circuiti di ricevitori viene alimentata in parallelo ad altre griglie schermo, con notevoli variazioni di tensione dovute al C.A.S. applicato, oltre che alla convertitrice, anche alla valvola funzionante in media frequenza, e pure la placca oscillatrice e quella principale in questo circuito sono alimentate separatamente attraverso propri circuiti di caduta indipendenti, rappresentati da resistenze in serie.

Questo metodo di alimentazione con resistenze in serie indipendenti, non comuni ad altri elettrodi e non aventi un carico base, è il migliore per assicurare la più grande costanza della corrente elettronica, poichè se questa tende a diminuire per una qualsiasi causa non dipendente dall'alimentatore, diminuisce proporzionalmente la caduta di tensione nelle resistenze in serie, con una tendenza al compenso.

Il fatto, poi, che la corrente di alimentazione è prelevata immediatamente a valle del filtro dell'alimentatore, escludendo percorsi resistivi di notevole valore comuni a quelli di correnti che servono altre valvole, e specialmente quelle controllate con il C.A.S., determina una grande costanza delle tensioni applicate agli elettrodi della valvola convertitrice, tale da assicurare le condizioni necessarie per ottenere la dovuta costanza delle caratteristiche oscillatorie dell'oscillatore.

Con questo condizionamento è possibile ottenere una grande stabilità della sintonia, praticamente soddisfacente (2) anche nella ricezione di onde molto corte, fino a 15 mt. e meno ancora, evitando ogni effetto di trascinamento.

E' da osservare inoltre che il metodo non presenta alcun particolare inconveniente. La non applicazione del controllo automatico alla convertitrice non diminuisce sensibilmente l'effetto antievanescenza e non provoca, come si potrebbe supporre, la saturazione dello stadio, se si usa un collettore d'onda di appropriate caratteristiche, e ciò in virtù della polarizzazione base di griglia che è di circa —2 Volt costanti.

Da prove eseguite a Milano, con un circuito avente oltre alla convertitrice uno stadio amplificatore della media frequenza ed una rivelatrice, come è indicato nella fig. 1, si è potuto ricevere la massima stazione locale con antenna luce (terra collegata al morsetto di antenna del ricevitore) senza distorsione dovuta ad effetti di saturazione di valvole. Usando invece lo stesso circuito con una buona antenna esterna e con una terra si è riscontrata la saturazione della valvola a media frequenza dovuta ad eccessiva tensione del C.A.S. determinata dalla mancanza di effetto regolatore di amplificazione della convertitrice. In questo caso si è trovata conveniente l'applicazione di un elemento attenuatore da inserirsi facoltativamente nel circuito di entrata del ricevitore durante la ricezione della locale, costituito semplicemente da una capacità di piccolo valore inseribile mediante un commutatore, come è indicato nella fig. 2. Tale capacità può però essere mantenuta in circuito costantemente, escludendo il commutatore.

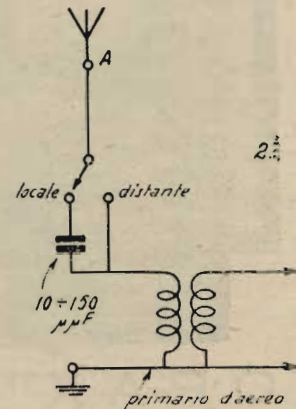



Fig. 2. - *Attenuazione del regolatore ad onda mèdia di una stazione locale mediante una capacità di piccolo valore. Si consiglia però semplicemente l'uso di un aereo di 4/5 metri, anche interno, e di una buona presa di terra in unione ad una capacità fissa di 1000 μμF collegate in serie. Se il ricevitore si trova in una località con molti disturbi di origine industriale ed è necessario l'uso di un aereo esterno molto elevato con discesa schermata o compensata, un circuito attenuatore per la stazione locale può risultare pure necessario.*

Per far sì che la tensione negativa del C.A.S. non oltrepassi un certo limite, si è anche dimostrato necessario alimentare il diodo relativo con una tensione a media frequenza di ampiezza limitata. Non è consigliabile quindi prelevare il segnale per il C.A.S. direttamente dalla placca della valvola a media frequenza, come disposto in alcuni circuiti di ricevitori.

(2) *E' da osservare che per le frequenze più alte la stabilità della ricezione è favorita da una banda di selettività della media frequenza convenientemente larga.*

Trasformazione in **db** dei rapporti di potenze, tensioni, correnti.

NOMOGRAMMA

2442 G. Termini

Nella determinazione di un'unità di confronto dei livelli elettrici e acustici, è conveniente tener presente la legge psicofisica del *Fechner* sulla variabilità logaritmica di audizione del nostro orecchio. Da ciò il « neper », unità logaritmica, in base *e*, del rapporto fra le grandezze elettriche di entrata e di uscita di un circuito.

Successivamente si credette opportuno ovviare alle difficoltà di calcolo introdotte dall'uso dei logaritmi neperiani la cui base è frazionaria esprimendo con il logaritmo in base 10 il rapporto fra le grandezze elettriche. Si ebbe quindi il « bel », che risultò essere un'unità troppo grande rispetto alle necessità pratiche, per cui fu necessario prendere in considerazione il suo sottomultiplo, « decibel » (abbeviazione db).

Il decibel è quindi un'unità logaritmica con la quale si considera il rapporto di due termini posti a confronto. In altri termini il decibel non esprime dei valori assoluti e non indica il valore delle grandezze elettriche, ma è un'unità di confronto. La notazione relativa al calcolo dei numeri di decibel, assumono la forma:

$$db = 10 \; log._{10} \frac{P_1}{P_2} \quad \textit{per potenze}$$

$$db = 20 \; log._{10} \frac{i_1}{i_2} \quad \textit{per correnti}$$

$$db = 20 \; log._{10} \frac{e_1}{e_2} \quad \textit{per tensioni}$$

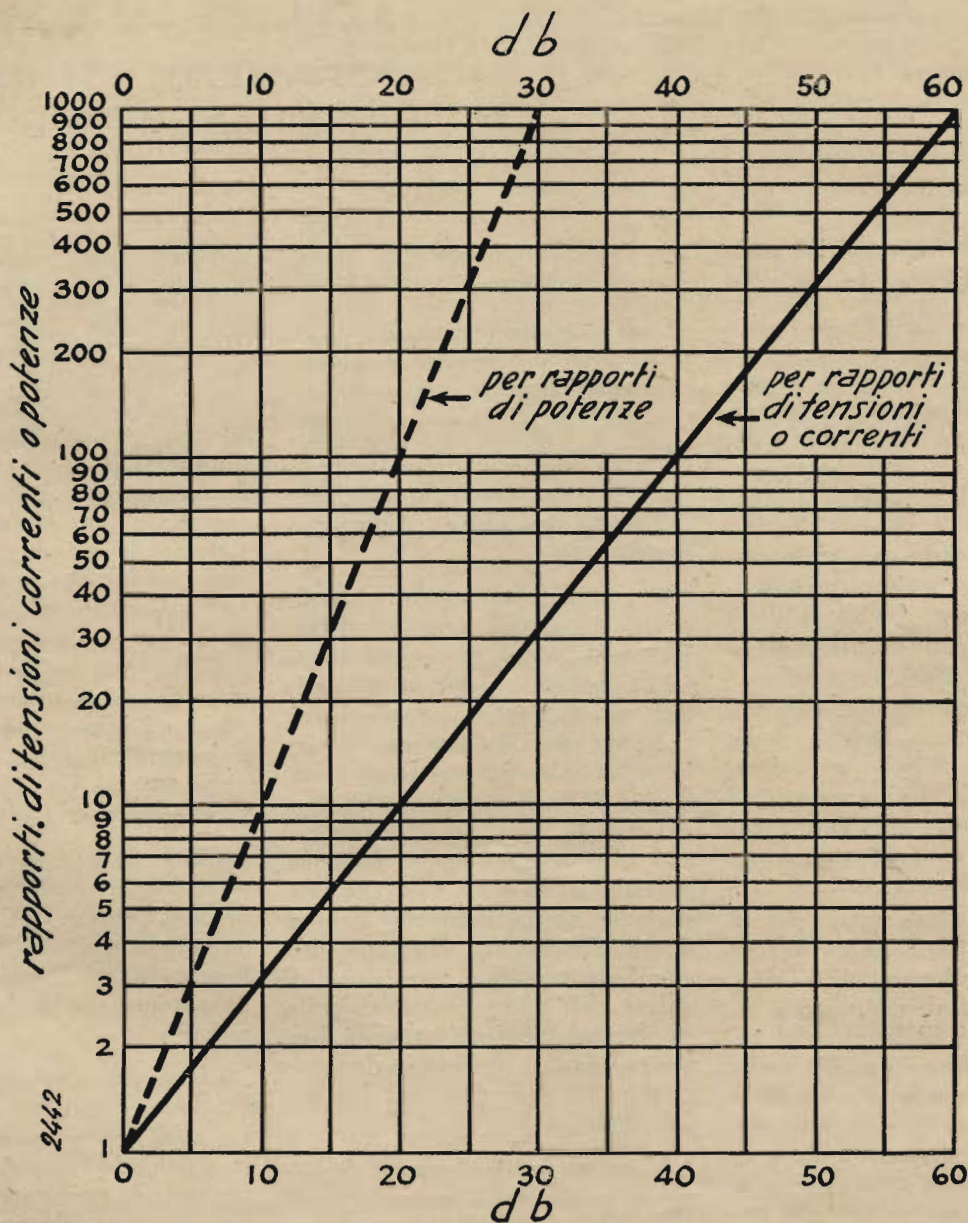
E' da notare, che essendo il decibel un'unità logaritmica. le misure di livello ottenute, possono sommarsi algebricamente fra loro.

E' evidente inoltre che se il rapporto di due grandezze è > di 1 si ha un guadagno; in caso contrario, e cioè quando il rapporto è < di 1 si ha un'attenuazione.

Da ciò seguono le indicazioni, $+db$ e $-db$, che rappresentano rispettivamente il guadagno e l'attenuazione.

Adottando il decibel come unità di confronto di tensioni e correnti è necessario tener presente le condizioni del circuito in cui si considerano. La misura di rapporto è evidentemente accettabile solo quando l'impedenza e il fattore di potenza del circuito assumono il medesimo valore nei due estremi del circuito in cui le grandezze elettriche sono prese in considerazione.

(vedere pag. seguente)

ISTRUZIONI PER L'USO DEL NOMOGRAMMA

Per determinare il « guadagno » in *db* (+*db*), dividere la potenza, la tensione o la corrente di uscita per la corrispondente grandezza di entrata. Dal rapporto si risale immediatamente all'unità logaritmica (*db*) mediante intersezione del valore relativo con una delle due rette rappresentative.

Per determinare l'attenuazione in *db* (−*db*), nel caso cioè che la grandezza di uscita sia inferiore a quella di entrata, occorre dividere il valore di entrata per quello di uscita.

I valori di potenza, di tensione e di corrente a confronto devono ovviamente esprimersi nella medesima unità di misura (Watt, millivolt, microampere cc.).

Il nomogramma può essere anche adoperato per misure di rapporto superiori a 1000. Per rapporti di potenza compresi fra 1000 e .10.000, è necessario dividere per 10 il rapporto ottenuto e aggiungere 10 *db* al numero di *db* ottenuti dal nomogramma.

Così, ad esempio, per un rapporto di potenza uguale a 8000 occorre determinare il numero di *db* corrispondenti a un rapporto uguale a 800 (29 *db*) e aggiungere 10 *db*, per cui si hanno in definitiva 39 *db*.

Analogamente, per rapporti di tensioni e correnti compresi fra 1000 e 10000, si divide per 10 il rapporto conosciuto e si aggiungono 20 *db* al valore corrispondente ottenuto dal nomogramma.

Ad esempio per un rapporto di tensione uguale a 8000, si hanno 58 *db* per un rapporto di 800 (8000 : 10) e quindi aggiungendo 20 *db* si perviene al valore effettivo di 78 *db*.

MIGLIORAMENTI E MODIFICHE NEI CIRCUITI SUPERETERODINA

2441/1

G. Termini

Selettività e sensibilità nell'amplificazione in media frequenza.

Per ben comprendere i termini del problema relativo all'amplificazione di media frequenza, è necessario tener presente che le considerazioni che seguono non prendono in esame il valore della frequenza di accordo dei trasformatori, nel senso di agire sull'amplificazione e sulla selettività dello stadio modificando il valore della frequenza intermedia.

Ciò per il fatto che in pratica il cambiamento del valore di media frequenza, esula dalle considerazioni relative ai miglioramenti, ed entra nel novero delle trasformazioni radicali delle caratteristiche tecniche di un ricevitore.

Ciò premesso è da notare che, escludendo ogni anormalità di funzionamento dello stadio, e cioè, inperfezione di allineamento o errate condizioni di lavoro del tubo e del trasformatore di media frequenza, la causa che limita la selettività e la sensibilità dello stadio stesso, può ritenersi unicamente dovuta al fatto di non aver adottato trasformatori di media frequenza ad alto Q.

Ciò vale specialmente nel caso di trasformatori non provvisti di nuclei ferromagnetici, nè di supporti speciali per alte frequenze, nei quali l'accordo è spesso affidato a compensatori a mica, la cui efficenza diminuisce inevitabilmente coll'andar del tempo. A tali ragioni si aggiunge anche, non di rado, le limitate dimensioni dello schermo dovute a necessità di ingombro e che peggiorano il rendimento dello stadio aumentadone gli assorbimenti e le perdite.

Le soluzioni del problema sono dunque da ricercare fra le seguenti indicazioni:

1) miglioramento del trasformatore esistente;

2) sostituzione integrale del trasformatore con altro di elevate caratteristiche;

3) ricorrendo ad accorgimenti tecnici per migliorare le condizioni di funzionamento dello stadio senza sostituire il trasformatore esistente.

Per quanto riguarda il miglioramento dei requisiti tecnici di funzionamento del trasformatore, si può prendere in considerazione lo impiego di nuclei ferromagnetici. Ciò vale specialmente per il caso in cui il diametro del tubo di sostegno delle due bobine, abbia un valore tale da poter ricevere nel suo interno quei nuclei ferromagnetici, per lo più a vite, che produce la nostra industria. Non si dovrà dimenticare che una tale soluzione modifica, non poco, il valore dell'induttanza; ciò significa che, adottando le capacità fisse già esistenti, è necessario diminuire il numero di spire dei due avvolgimenti.

L'operazione è alquanto delicata ed è necessario procedere per tentativi e di far uso di un generatore modulato, la cui frequenza di uscita sarà disposta al valore della frequenza intermedia del ricevitore. La verifica della frequenza di accordo dovrà essere fatta collegando il trasformatore nelle condizioni normali di funzionamento, e cioè fissando anche lo schermo a massa. Si dovrà verificare se l'allineamento è possibile, oppure no, agendo sui compensatori relativi.

L'impiego dei nuclei ferromagnetici richiede anche di controllare l'accoppiamento esistente fra i due avvolgimenti. Le condizioni di « ottimo » si possono ottenere, ad allineamento avvenuto, modificando la loro distanza ed osservando le indicazioni ottenute dall'indicatore di uscita. Come si è detto nell'intraprendere una tale soluzione, non si deve dimenticare che, per ottenere un risultato apprezzabile, è necessario seguire le cose con accuratezza e minuziosità. In caso positivo, le migliorate condizioni di funzionamento dello stadio risultano evidenti. E' particolarmente necessaria la massima cura nell'eseguire le saldature. Nel caso poi in cui gli avvolgimenti siano realizzati con filo « Litz » è importante procedere ad un'accurata e totale preparazione negli estremi dei conduttori prima di effettuare la saldatura relativa.

Ciò si ottiene agevolmente ravvivando per pochi secondi ad una fiamma l'estremo del conduttore e immergendolo quindi immediatamente in un piccolo recipiente contenente un po' di spirito da ardere.

Lo smalto che ricopre ciascun conduttore viene così eliminato. La saldatura si presenta facile e non richiede l'uso di detersivi. E' necessario assicurarsi che non si sia verificata alcuna interruzione nei singoli conduttori. Il tempo di ravvivamento alla fiamma dev'essere brevissimo e dev'essere seguito rapidissimamente dall'immersione nello spirito da ardere.

Alle considerazioni dette si può aggiungere quelle relative alla sostituzione dei compensatori di allineamento quando quelli esistenti sono del tipo a dielettrico solido. Si può ricorrere a compensatori ad aria del tipo che produce la nostra industria tenendo presente, prima d'effettuare la sostituzione, all'ingombro e alle possibilità di fissaggio, e anche alla posizione che vengono ad assumere rispetto alle pareti dello schermo.

In ultima analisi, fra le cause che peggiorano i requisiti di selettività e sensibilità dello stadio, non sono da dimenticare le dimensioni di ingombro dello schermo.

Ciò significa che le caratteristiche di funzionamento dello stadio risultano tanto migliori quanto maggiore è la distanza esistente fra lo schermo e gli avvolgimenti e gli elementi che lo completano. Nei ricevitori in cui le dimensioni dello schermo non sono strettamente limitate da ragioni d'ingombro, si può considerare utilmente la possibile sostituzione con altro di maggiori dimensioni.

In questo caso occorre tener presente che lo schermo agisce sul valore dell'induttanza di accordo, e di conseguenza si può verificare una difficoltà di allineamento successiva alla sostituzione. Ammettendo che la differenza delle dimensioni esistenti fra i due schermi sia sempre necessariamente limitata, è da ricordare che l'uso di uno schermo più ampio produce un aumento d'induttanza. Nel caso limite, le soluzioni da considerare per riottenere l'allineamento sono quindi unicamente rappresentate dalla necessità di diminuire il numero delle spire o di diminuire il valore delle singole capacità di accordo.

All'atto pratico non si dimentichi che le variazioni del numero delle spire e quella del valore della capacità debbono essere contenute entro limiti notevolmente ristretti.

Oltre a ciò, per il miglioramento del trasformatore esistente, non si trascuri l'osservazione accurata delle saldature, eventualmente ripetendole, previa accurata preparazione dei morsetti e dei conduttori relativi. Nè si dimentichino le osservazioni, già fatte e che qui ripetiamo, sull'uso del filo « Litz », il cui comportamento va essenzialmente considerato in relazione alla qualità della saldatura effettuata.

Ove poi non si credesse di addivenire a miglioramenti nel trasformatore di media frequenza esistente, si può considerare l'opportunità della sua sostituzione con altro di migliorate caratteristiche, richiedendo in tal caso, cioè, il tipo con nucleo ferromagnetico, con compensatori di allineamento ad aria e con supporti ceramici di sostegno. Per le dimensioni dello schermo valgono le osservazioni riportate a suo tempo. Ciò dovrà essere tenuto presente nei riguardi delle disponibilità di ingombro. Nella richiesta del trasformatore è necessario indicare il tipo dei tubi che lo precedono e che lo seguono. Questo per il fatto che le caratteristiche tecniche del trasformatore devono necessariamente adattarsi ai valori di impedenza dei due tubi stessi, fra i quali deve funzionare. Ciò significa che un trasformatore realizzato per accoppiare il tubo variatore di frequenza col tubo amplificatore di media frequenza, non può essere adoperato fra quest'ultimo stadio e il rivelatore. Tutto ciò, ripetiamo, è da tener presente e da far conoscere nella richiesta del trasformatore, per il quale, è ovvio, dovrà sempre verificarsi che la frequenza di accordo corrisponda, pressochè esattamente, alla frequenza intermedia del ricevitore.

stadio amplificatore con reazione fissa o con comando manuale di selettività, la cui utilità è notevole nelle differenti condizioni di ricezione che si verificano. I miglioramenti di selettività e di sensibilità sono veramente rimarchevoli e il funzionamento dello stadio non presenta alcuna instabilità, nè alcuna difficoltà di messa a punto e di allineamento. Un circuito del genere è riportato in fig. 1. Le indicazioni relative al valore degli elementi, si riferiscono a determinazioni sperimentali che furono condotte dallo scrivente per una frequenza di accordo compresa fra 450 e 470 KHz., utilizzando un trasformatore di media frequenza, il cui valore di accoppiamento fra i due avvolgimenti risultò essere uguale al « valore ottimo ».

Dall'esame del circuito si osserva che il secondario del trasformatore di media frequenza è stato accoppiato all'induttanza L, la quale è stata a sua volta collegata sul ritorno del circuito anodico del tubo, e cioè, fra catodo e massa, attraverso il normale gruppo catodico di autopolarizzazione. A causa di tale disposizione, la corrente ad alta frequenza che percorre il circuito catodico, crea una differenza di potenziale che è ottenuta in concordanza di fase con la tensione a media frequenza esistente ai capi del circuito di comando del tubo. Si ha così un effetto di reazione, la cui presenza è naturalmente determinata dal senso di avvolgimento delle due bobine.

L) avvolgimento di reazione, circa 20 sp. accopp. al second. del trasf. di MF
R) controllo manuale di selettività.

In ultimo tra gli accorgimenti noti per migliorare le caratteristiche di funzionamento di uno stadio amplificatore a media frequenza, va considerato l'impiego della reazione. Le modifiche relative dovranno eseguirsi sul primo trasformatore e cioè sul secondario del trasformatore che collega lo stadio variatore di frequenza allo stadio amplificatore di media frequenza. Si può realizzare così uno

L'effetto reattivo, ossia il tra-

sferimento di energia dal ritorno del circuito anodico (catodo) al circuito di griglia controllo, è comandato dalla resistenza variabile R, che è collegata in parallelo all'avvolgimento di reazione, attraverso il condensatore di blocco da 10.000 pF.

La presenza di questo condensatore è necessaria per evitare che la resistenza variabile, R, agisca sulla tensione catodica di autopolarizzazione del tubo.

Circa il funzionamento dello stadio è da notare che si ha il massimo effetto retroattivo quando è inserita in circuito l'intera resistenza R, e viceversa si ha il minimo effetto quando la resistenza inserita è nulla.

E' così possibile variare la selettività e la sensibilità dello stadio. Il miglioramento che si ottiene è notevole e può all'incirca ritenersi non inferiore a quello che si avrebbe portando a due il numero degli stadi amplificatori in media frequenza.

La realizzazione di un tale accorgimento richiede la costruzione di una bobina con non più di 20 spire (L). L'accoppiamento con il secondario del trasformatore di media frequenza dovrà essere determinato per tentativi, stabilendo inizialmente la distanza al valore pressochè esistente fra primario e secondario. Da notare che con un tale accorgimento si richiede l'uscita dal trasformatore di due nuovi conduttori, di cui uno è collegato direttamente al catodo, mentre l'altro è unito al gruppo catodico di autopolarizzazione. Si nota in proposito che mancando l'effetto retroattivo è sufficiente invertire mutualmente i conduttori di collegamento alla bobina di reazione.

Circa poi il comando manuale di selettività abbiamo già detto del miglioramento considerevoli che si ottiene in relazione alle condizioni di funzionamento che si presentano di volta in volta. In caso però che l'aggiunta di un comando in più non risulti gradita, specie per ragioni di estetica e di disposizione rispetto ai comandi già esistenti, si può usare una resistenza fissa. Si ricordi in proposito che con 2.000 Ω si ha il massimo effetto retroattivo. Il valore « ottimo » si può anche qui determinare sperimentalmente.

La determinazione grafica delle caratteristiche di frequenza di circuiti composti.

2420 (Ph. Min.)

Il modo di comportarsi di un circuito oscillatorio semplice alle diverse frequenze, come viene ad esempio indicato dalla curva di risonanza, è abbastanza noto. La frequenza di risonanza risulta inoltre da una formula molto semplice. Si conoscono egualmente bene le caratteristiche di frequenza, generalmente poco complicate, dei filtri semplici.

I circuiti di questo genere possono pertanto diventare più complessi quando ad essi si aggiungano alcuni elementi essenziali per il loro particolare funzionamento. Spesso si formano delle reti a più di una maglia ed in tal caso il loro comportamento al variare della frequenza non è prontamente messo in evidenza col ragionamento. Non solo possono darsi degli spostamenti delle frequenze di risonanza, ma possono verificarsi più frequenze di disonanza, oppure delle interruzioni nelle caratteristiche di frequenza dei filtri, etc.

I circuiti comunemente usati nei ricevitori radio sono molto semplici nel principio, ma possono diventare più complessi per la necessità di aggiungere dei condensatori padding, dei compensatori, delle induttanze di accoppiamento, etc., come anche per l'involontaria introduzione di induttanze e di capacità dovute ai conduttori.

Se la costituzione di una rete è nota, per quanto complessa essa possa essere non è impossibile calcolare la caratteristica di frequenza o i punti di risonanza, etc. Sfortunatamente ciò comporta molto spesso, anche per delle reti ancora poco complesse, un lavoro di calcolo molto noioso il quale spesso porta ad una formula finale ancora assai poco chiara. Il tecnico preferisce vedere questa formula finale sotto forma di curva che rappresenti per esempio in un certo caso un'impedenza in funzione della frequenza, etc. Spesso non si richiede nemmeno una curva esattamente calcolata, ma un grafico approssimato il quale è già in grado di indicare chiaramente il comportamento di un circuito di sintonia, di un filtro, etc.

Verrà ora di seguito mostrato come sia possibile, nella maggior parte dei casi, ottenere con semplici mezzi dei risultati sotto forma di grafici approssimati che permettono di risolvere numerosi problemi con esattezza sufficiente.

Il procedimento consiste (trascurando tutte le penose operazioni di scrittura, di addizione, di messa in equazione, etc.) nel tracciare le curve di frequenza degli elementi semplici con i quali è formato il circuito complesso da esaminare. Le ordinate di queste curve possono essere infine addizionate, sottratte, divise, etc., per ricavare la curva definitiva.

Per ragioni di chiarezza verranno prima esaminate le curve di frequenza dei vari elementi semplici di circuito, tenendo principalmente in vista che il lavoro risulti facile, approssimativo, e ci si possa valere di dati facili da rappresentare. In seguito verrà descritta qualche applicazione pratica. Le considerazioni risulteranno in genere assai semplificate trascurando anzitutto le resistenze ohmiche.

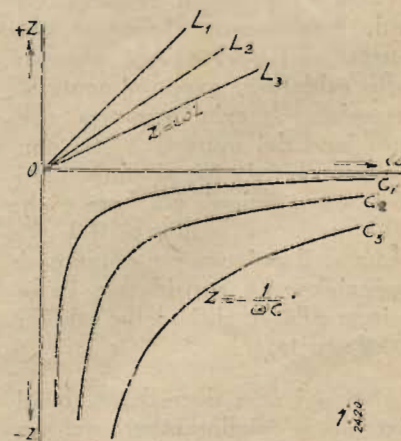



Fig. 1: Rappresentazione grafica dell'impedenza di vari valori di L e di C.

Quattro caratteristiche fondamentali.

1. L'impedenza di un'induttanza è data da: $Z = \omega L$.

Questa relazione è rappresentata da una retta. Nella figura 1 sono tracciate alcune linee per diversi valori di L tra i quali L_1 è il più grande ed L_3 il più piccolo.

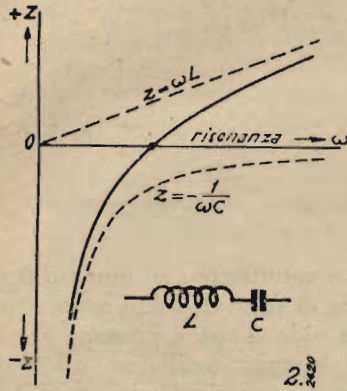



Fig. 2: Rappresentazione grafica della impedenza formata da un'induttanza L e da un condensatore C collegati in serie. La linea intera è stata ottenuta sommando algebricamente i valori corrispondenti delle due linee puteggiate.

2. L'impedenza di un condensatore è: $Z = 1/\omega C$.

Questa relazione è rappresentata da una iperbole pure tracciata nella figura 1. Si sa che questa impedenza deve essere considerata negativa quando si è supposta positiva quella dell'induttanza. Nella fig. 1 C_1 corrisponde ad una capacità maggiore di C_2 e così via. Altre osservazioni a questo proposito sembrano inutili.

3. L e C in serie danno luogo ad una impedenza che si ottiene facendo la somma di due delle curve della fig. 1, come è messo in evidenza nella fig. 2. La linea piena è stata ottenuta punto per punto a partire dalle due linee tratteggiate. In essa si possono notare tre zone caratteristiche.

La più importante è naturalmente il punto di intersezione con l'asse delle ascisse (frequenza) per il quale si ha $Z = 0$. Si sa che questo punto indica la frequenza di risonanza del circuito serie.

Alle frequenze inferiori della risonanza l'impedenza totale ha il segno di una capacità e la curva, al diminuire della frequenza, si avvicina sempre più a quella di $1/\omega C$.

Alle frequenze superiori della risonanza l'impedenza assume il carattere di L e segue sempre più da vicino la linea a questa corrispondente.

Le due linee tratteggiate delimitano dunque la zona nella quale deve trovarsi la curva LC di modo che esse facilitano la tracciatura della curva stessa.

4. La curva del circuito comprendente L e C in parallelo deve essere dapprima calcolata con una formula. Faremo subito notare che anche in questo caso si hanno nella curva complessiva tre tratti caratteristici.

Anzitutto è noto che la frequenza di risonanza cade nel punto in cui

$$\omega L = 1/\omega C$$

e che ivi l'impedenza totale è infinita, almeno se si trascura la resistenza.

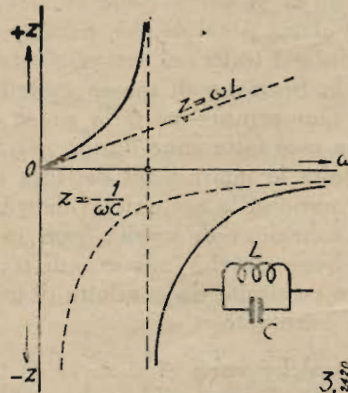



Fig. 3: Impedenza di un circuito avente L e C in parallelo. L'impedenza totale è rappresentata dalle due linee intere.

Inoltre si può non tenere conto della capacità alle frequenze molto basse, sicchè la curva totale deve seguire la linea di L. Alle frequenze molto elevate si può sopprimere L rispetto a C e la curva totale segue la linea di C. Il tracciato approssimativo di questa curva di risonanza è così definito in modo soddisfacente, come è mostrato nella fig. 3.

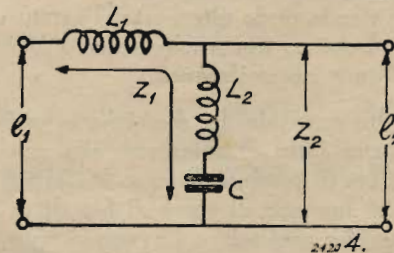



Fig. 4: Schema di filtro passa-basso accordato. e_1 è la tensione di entrata, e_2 la tensione d'uscita.

Risposta di un filtro passa-basso.

Come primo esempio di applicazione consideriamo il comportamento di un filtro passa-basso accordato.

Lo schema di tale filtro è rappresentato in figura 4. Si vuole conoscere il rapporto tra la tensione di uscita e_2 e la tensione di entrata e_1 alle diverse frequenze. Questo rapporto è uguale a quello tra le due impedenze Z_2 e Z_1 della figura 4. Perciò risulterà utile tracciare le due impedenze in un diagramma che permetta di leggere facilmente i rapporti cercati alle diverse frequenze.

Ciò è stato fatto nella figura 5 che indica il rapporto

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

senza pertanto tenere conto del suo segno.

Le curve per Z_1 e Z_2 corrispondono naturalmente in tutto alla fig. 2 e sono basate sulle induttanze $(L_1 + L_2)$ e L_2 in combinazione con C.

Alle basse frequenze le due curve sono vicine ambedue alla curva di C, di modo che il rapporto cercato è uguale a 1. Poi si ha una zona in cui Z_1 tende verso 0. Alla frequenza ω_1 il rapporto Z_2/Z_1 tende per conseguenza all'infinito. In seguito si ha una zona nella quale Z_1 aumenta di nuovo, di modo che Z_2/Z_1 scende a valori più bassi fino a che per ω_2 l'impedenza Z_2 diventa nulla e con essa anche l'attenuazione del filtro. Infine al di là di questa frequenza le due impedenze seguono da vicino la linea di L di modo che il rapporto diventa costante.

La zona di passaggio da considerare per questo tipo di filtro si trova situata tra $\omega = 0$ ed un valore qualsiasi compreso tra ω_1 e ω_2. Il picco molto elevato in corrispondenza di ω_1 è naturalmente smorzato in pratica dalla presenza delle resistenze del circuito.

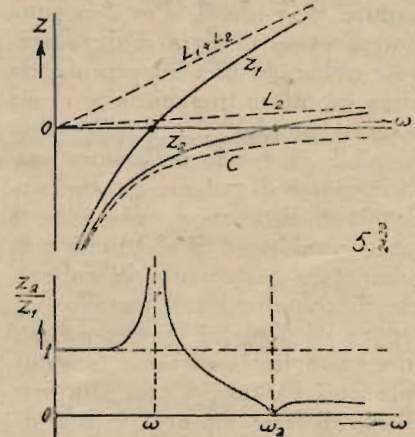



Fig. 5: Rappresentazione grafica delle impedenze Z_1 e Z_2 della fig. 4, e del loro rapporto Z_2/Z_1 in funzione della frequenza.

In seguito esamineremo un altro problema con analoghe considerazioni mantenendosi nell'esame alla sola parte qualitativa.

DALL'AEREO ALL'ALTOPARLANTE

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

Il funzionamento di un ricevitore a cristallo

La presa di terra

Abbiamo accennato all'impiego della « presa di terra » la cui funzione è paragonabile a quella di un conduttore di dimensioni praticamente infinite.

In realtà, la terra non è un buon conduttore, essa incomincia a diventarlo quando è impregnata di acqua e quando entro di essa sia disposta una estesa massa metallica collettrice.

A scanso di equivoci, diremo subito che la presa di terra va fatta nel suolo (e non in recipienti isolati da esso come spesso è accaduto di vedere). Per fare una buona presa di terra si deve scavare nel suolo una buca profonda circa un metro (perchè la terra sia sempre umida) e... il più vasta possibile. Il fondo della buca verrà cosparso di polvere e frammenti minuti di carbon coke (che è buon conduttore di elettricità e fa aumentare fortemente la superficie di contatto fra il metallo collettore ed il suolo). Si dispone poi una vasta lastra di rame (sostituibile con vantaggio con una rete di filo di ferro zincato), indi si dispone un altro strato di polvere di carbone e si ricopre il tutto con terra avendo cura di bagnare ripetutamente. Naturalmente, alla rete o lastra viene saldato a stagno, il filo di rame che va all'apparecchio e che per antonomasia è detto presa di terra.

Una discreta presa di terra si può fare anche introducendo una rete zincata purchè estesa in un pozzo.

In città dove la preparazione della presa di terra offrirebbe difficoltà, ci si serve delle tubazioni dell'acqua potabile che, percorrendo lunghi tratti nel sottosuolo fanno la funzione di masse collettrici, non sempre però le prese di terra così fatte sono buone perchè talvolta le guarnizioni dei tubi interrompono la continuità elettrica. Le tubazioni di scarico non vanno bene perchè per grandi tratti sono costituite da condotte di grès che è isolante.

Qualche volta ci si serve di tubazioni di termosifoni che a loro volta vanno a connettersi con quelle dell'acqua potabile e qualche volta delle condutture del gas (in generale sconsigliabile).

Bobine di induttanza

Una delle difficoltà maggiori per l'iniziando è quella di imparare a conoscere gli organi ed intuire la opportuna applicazione. Le induttanze, ad esempio, presentano sempre, tranne che in qualche caso per le onde ultracorte, l'aspetto di bobine, ma anche questo può variare notevolmente.

In generale la distinzione può essere fatta in relazione alla presenza di nucleo di ferro lamellare o al numero di spire di filo di rame che costituisce l'avvolgimento.

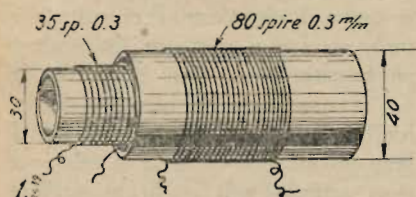
Le induttanze formate da poche spine di filo grosso sono generalmente adatte a circuiti oscillatori ad onde corte.

Le induttanze costituite da circa un centinaio di spire di filo sottile isolato con smalto o seta sono adatte per le onde medie, esse possono essere avvolte su cilindro di cartone o altro materiale isolante o essere avvolte a nido d'ape.

Le induttanze con numero maggiore di spire di solito sono avvolte a nido d'ape e possono servire per circuiti oscillatori ad onde lunghe, o se riunite in coppie entro schermi costituiscono dei trasformatori di media frequenza (per ricevitori supereterodina). Se avvolte su piccoli diametri e costituite da diverse centinaia di spire si tratta spesso di « *impedenze* » per alta frequenza. Se infine l'avvolgimento è costituito da migliaia di spire ed è montato su di un nucleo costituito da un pacco di lamelle di ferro, si tratta allora di un trasformatore per basse frequenze o di una impedenza di bassa frequenza. Se le dimensioni complessive sono notevoli, con tutta probabilità il trasformatore in oggetto è per frequenze industriali e serve per trasformare le tensioni e correnti di linea per usi inerenti o non inerenti la radio.

Nel nostro caso, volendo considerare un ricevitore a cristallo capace di ricevere le radiodiffusioni locali, la bobina di induttanza dovrà, in unione ad un condensatore variabile (di cui si parla più avanti), costituire un circuito oscillatorio adatto per la ricezione delle onde medie. Una bobina adatta a questo scopo può essere realizzata nel modo che segue: Su di un tubo di cartone bachelizzato di 4 cm. di diametro si avvolgeranno 80 spire di filo di rame smaltato da 0,3 m.m. di diametro netto. L'avvolgimento verrà effettuato a spire affiancate (figura 1).

Dentro questo tubo prenderà posto un secondo tubo di 3 cm. di diametro sul quale saranno avvol-

te 35 spire dello stesso filo. Il primo avvolgimento (il cui valore di induttanza si aggira intorno ai 200 μ.H.) servirà da induttanza del circuito oscillatorio (ossia costituirà il secondario); il secondo avvolgimento andrà connesso all'aereo e alla presa di terra e gli spetterà la funzione, mediante la corrente

del circuito aereo-terra, di creare un campo magnetico ad alta frequenza che servirà a trasmettere l'energia captata dall'aereo al circuito oscillatorio.

I condensatori

Un altro organo che è necessario conoscere bene anche in relazione all'aspetto esteriore è il condensatore.

Come si è già accennato i condensatori possono essere suddivisi in fissi e variabili. I secondi che sono generalmente a dielettrico aria si distinguono facilmente per avere le armature che si compenetrano in misura regolabile a piacere ruotando opportunamente un perno sul quale viene fissata una manopola graduata. I condensatori variabili vengono di solito usati solo per frequenze alte (onde medie e lunghe) o altissime (onde corte), il loro aspetto e le loro caratteristiche si differenziano in misura molto minore che per le induttanze e per i condensatori fissi.

I condensatori variabili costituiti da poche lamine e molto distanziate sono di solito adatti per onde corte, quelli con più lamine vicine sono per onde medie (o lunghe).

Nel caso in oggetto, il condensatore adatto alla bobina che abbiamo descritta dovrà avere una capacità massima di circa 400 $\mu\mu$F.

Veniamo ai condensatori fissi. L'aspetto di questi può essere molto vario perchè anche le caratteristiche possono essere molto diverse in relazione all'uso. Infatti, i condensatori fissi possono andare da pochi $\mu\mu$F ad alcuni milioni di $\mu\mu$F ossia a qualche μF (ricordare che 1 μF = 1 milione di $\mu\mu$F).

I condensatori di piccolissima capacità sono anche generalmente di piccole dimensioni, a forma di dischetto con due fili assiali o di lastrina rettangolare con due fili di attacco. I condensatori con capacità compresa fra i 1000 e i 100000 $\mu\mu$F sono per la maggior parte a dielettrico di carta impregnata di paraffina o vernici, il loro aspetto è di tubetti cilindrici rivestiti di carta recante le caratteristiche, agli estremi dei quali escono i due fili terminali. Infine i condensatori di capacità fra 0,1 μF, ossia 100.000 $\mu\mu$F e 10 μF, sono di dimensioni maggiori ed a forma di blocchetto, ossia sono racchiusi in scatolette ermeti-

che di metallo e terminano con linguette di metallo o serrafili.

Fra i condensatori di elevata capacità (da 8 o 50 μF) sono da annoverare gli elettrolitici: i semisecchi di forma tubolare ed i secchi contenuti generalmente in involucri di cartone. La caratteristica principale di questi condensatori è quella di possedere elevati valori di capacità di fronte alle piccole dimensioni di ingombro.

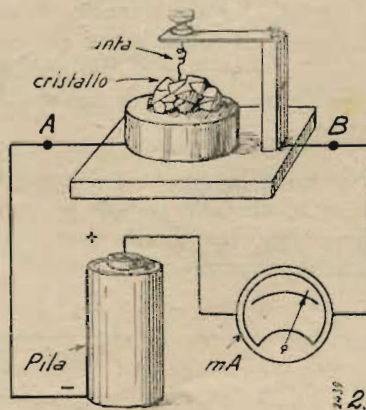
H) Il rivelatore a cristallo

Ora che ci siamo resi succintamente conto della natura delle onde elettriche e del loro comportamento, che abbiamo visto come si possano dividere (ovvero selezionare) e ci siamo un po' più familiarizzati con gli organi principali, ci rimane da chiarire come le predette onde possano essere utilizzate per trasmettere a distanza dei segnali ed il suono stesso.

La corrente che troviamo ai capi del circuito oscillatorio quando questo è sintonizzato sulla frequenza della stazione da ricevere, e che proviene dall'aereo è, come si è già detto, una corrente di frequenza molto alta e come tale non potrebbe tradursi in effetti sensibili per noi tranne che nell'accensione di lampadine (cosa che può essere effettuata anche dalle correnti di alta frequenza). Per ottenere l'accensione di lampadine si richiedono però quantitativi rilevanti di energia elettrica mentre l'energia ricavata dall'aereo è di gran lunga insufficiente.

L'energia captata potrebbe essere utilizzata per muovere l'indice di strumenti molto sensibili o per azionare dei sensibili ricevitori telefonici ma sarebbe in questo caso necessario provvedere ad una trasformazione della corrente alternata di alta frequenza captata in corrente unidirezionale cioè diretta in un solo senso (come la corrente continua).

Per il conseguimento di questo scopo serve appunto il rivelatore di cui stiamo parlando.

Il rivelatore in oggetto non è dunque che un « *raddrizzatore* » in quanto rende unidirezionale la corrente alternata.

Fra i vari rivelatori-raddrizzatori (detti « detector »), il più semplice e nello stesso tempo il più efficace è il rivelatore a cristallo di galena. La parte più importante di questi tipo di rivelatore è il cristallo. Si tratta di un piccolo cristallo naturale di galena (solfuro di piombo con tracce di argento) sfaccettato generalmente a cubetti, molto lucente, con riflessi argentei.

Se sulla superficie di questo cristallo si fa appoggiare debolmente una punta metallica, si verifica il fatto che, mentre quando la punta è positiva ed il cristallo è negativo passa corrente, quando le polarità si invertono la corrente cessa di circolare. Il circuito che può servire a mettere in evidenza questo fenomeno è visibile in fig 2, esso non ha bisogno di delucidazioni; se si scambiano fra di loro gli attacchi A e B la corrente non circola più e lo strumento non segna passaggio di corrente.

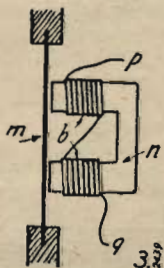
Da questo comportamento è facile arguire ciò che avviene quando il rivelatore viene inserito in un circuito percorso da corrente alternata: Quando la corrente è diretta nel senso favorevole al ptssaggio nel cristallo essa scorre nel circuito, quando poi la direzione della corrente si inverte (dopo mezzo periodo), essa cessa di scorrere. La corrente circolante sarà dunque costituita da una serie ininterrotta di impulsi diretti tutti nello stesso senso ed adatti a compiere quindi gli stessi effetti di una corrente praticamente continua.

Se nel luogo in cui si effettua la produzione delle radio onde (trasmettitore) si fa in modo che queste vengano generate a determinati intervalli (il che si può ottenere per esempio inserendo un tasto telegrafico in serie all'antenna del trasmettitore) la corrente rettificata ad opera del rivelatore

nel ricevitore sarà essa pure presente ad intervalli ed uno strumento sensibile disposto nel suo circuito ripeterà con i movimenti del suo indice i movimenti del tasto del trasmettitore.

I) Il ricevitore telefonico (cuffia)

Il principio di funzionamento di una cuffia appare chiaro se ci riferiamo alla fig. 3. Una membrana di ferro dolce *m* si trova affacciata ad un nucleo pure di ferro dolce *n*, pur rimanendo discosta qualche decimo di millimetro dalle facce delle espansioni polari di questo. Sul nucleo sono avvolte due bobinette di filo di rame isolato.

Quando gli estremi *p* e *q* delle bobinette vengono fatti comunicare con una sorgente di elettricità, nelle bobine scorre corrente

e quindi nell'interno di esse si forma un campo magnetico che si trasferisce, intensificato, nel nucleo di ferro, questo che si trasforma così in una calamita temporanea, attiva la membrana la quale per elasticità si deforma.

Se cessa la corrente, il nucleo perde il suo magnetismo e la membrana, per elasticità riprende la sua posizione iniziale.

Se l'inimissione della corrente nelle bobinette fosse fatta invece che in modo continuo ad intervalli molto brevi (per esempio 500 al minuto secondo) la membrana verrebbe attirata e abbandonata alternativamente 500 volte in un secondo e, con tale sua vibrazione produrrebbe un suono di nota costante (corrispondente a 500 periodi al m'').

Se dunque applichiamo un ricevitore telefonico come il suddetto ad un circuito di rivelazione come quello descritto, e se nel trasmettitore avremo un organo capace di interrompere ritmicamente la corrente d'aereo (es. 500 volte in un secondo), nel circuito di rivelazione, dopo la rivelazione, avremo 500 impulsi unidirezionali al secondo ed il ricevitore telefonico riprodurrà un suono di 500 periodi al m''.

In realtà l'organo summenzionato esiste nel trasmettitore ed è costituito dal microfono. Il microfono è semplicemente un organo la cui resistenza elettrica viene continuamente modificata per azione delle vibrazioni che compie una membrana quando è colpita dal suono. Così, ad esempio, un fischio di 1000 periodi al m'' fatto di fronte al microfono farà sì che la resistenza di questo varii 1000 volte al secondo; in conseguenza (agendo il microfono come un rubinetto nei confronti della energia irradiata dal trasmettitore) l'entità della energia irradiata varierà 1000 volte al m'', e nel ricevitore la corrente rivelata varierà essa pure 1000 volte al secondo ed il ricevitore telefonico riprodurrà un suono (fischio) di 1000 periodi.

Quanto si è detto è estensibile anche a suoni complessi di frequenza variabile o di frequenza multiple e quindi si capisce come il suono che in tale modo si può trasmettere possa anche essere costituito dalla parola, dalla musica ecc.

Il ricevitore telefonico che viene usato per le applicazioni radio, e più in particolare per ricevitori del tipo di cui stiamo parlando, ha l'aspetto indicato in fig. 4, esso in realtà è doppio, costituito cioè da due ricevitori o « ascoltatori », uno per orecchio e prende il nome di « cuffia telefonica ».

Se si apre uno dei due ascoltatori della cuffia si trova che esso è sostanzialmente uguale a quello schematizzato in fig. 3; si rileva che il nucleo è fissato al fondo della scatola e la membrana è fissata ai bordi dal coperchio ma è libera di vibrare (come il fondo di un barattolo di latta), inoltre il nucleo è magnetizzato di magnetismo permanente (o è di acciaio oppure è di ferro ma con esso si trova anche una piccola calamita che lo mantiene magnetizzato). Le quattro bobinette (due per ascoltatore) sono tutte in serie fra loro.

Nel nostro caso, ossia per un ricevitore a cristallo, il valore ottimo di resistenza per la cuffia è di circa 500 ohm.

Realizzazione del ricevitore completo

Ora che ci siamo resi conto della struttura dei principali organi e delle loro funzioni, veniamo alla prima realizzazione di insieme e cioè alla realizzazione del primo apparecchio ricevente.

Le parti di cui si dovrà disporre sono le seguenti:

a) Una bobina come quella descritta; costituita cioè da due tubi rispettivamente di 40 mm. e 30 mm. concentrici di cartone bakelizzato recanti 80 spire filo smaltato da 0,3 mm. il primo e 35 spire dello stesso filo il secondo.

b) Un condensatore variabile da 400 $\mu\mu$F circa.

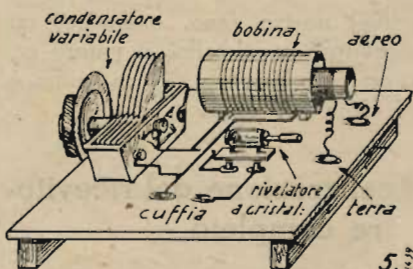
c) Un rivelatore a cristallo (Detector) completo. Questo, se manca, può essere realizzato come nello schizzo di fig. 2, su di una basettina di bakelite o ebanite fissando il cristallo alla vaschetta metallica che lo contiene con lega di stagno-bismuto. La punta metallica di contatto può essere costituita da un sottile filo di acciaio avvolto ad elica (diametro del filo 0,1 mm).

d) Una cuffia telefonica sensibile con resistenza di valore compreso fra i 500 e i 2000 ohm.

e) Una tavoletta di legno compensato secco di 20X20 cm.

f) N. 6 boccole e N. 4 spine a banana per detti.

g) Una trentina di metri di filo di antenna (treccia di rame da circa 2 mm. di diametro) e 1 m. circa di filo di rame da 1 mm. per i collegamenti fra i vari organi.

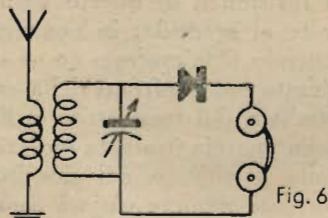
La fig. 5 illustra chiaramente come si debba forare la tavoletta di legno e come vadano fissate su di essa i vari organi. Da essa sono anche abbastanza chiari i collegamenti. Se si dispone del necessario per saldare (saldatoio, pasta-salda e stagno) sarà bene che i vari collegamenti siano saldati

alle boccole, in caso contrario i fili costituenti i collegamenti dopo essere stati denudati alle estremità verranno ritorti ad occhiello e stretti a pressione sotto le boccole. In questo caso ci si assicuri della bontà del contatto, può servire all'uopo una pila con una lampadina (micromignon) in serie che può rendere buoni servizi come provacircuiti.

Sarà anche buona precauzione sincerarsi della regolarità della cuffia il che si potrà fare mettendo a contatto i suoi terminali con quelli della pila. Ad ogni attacco e stacco si dovrà percepire un rumore secco molto forte nella cuffia.

L'antenna sarà costituita da circa 20 metri di filo teso il più in alto possibile (in mancanza di meglio, in corridoio sebbene sia molto preferibile tenderla all'esterno). All'astremo prossimo al ricevitore, al filo di antenna verrà fissata una spina a banana che ne assicurerà il contatto con la boccola « aereo » di fig. 5.

Dalla boccola « terra » con altra spina partirà un filo che andrà a raggiungere la « presa di terra » (tubatura dell'acqua). Attenzione al contatto fra il predetto tubo ed il filo! I due metalli devono essere ben puliti, lucenti, ed il filo deve essere stretto molto fortemente (meglio saldarlo).

Lo schema dei collegamenti della basetta di fig. 5 è sinteticamente indicato in fig. 6.

Fig. 6

L'apparecchio della cui messa a punto parleremo, serve per ricevere le trasmissioni locali ad onde medie.

UNI - Vol. VI - N. 6

GIUGNO 1942 - XX

UNIFICAZIONE NEL CAMPO DELLA RADIOFONIA (*Riunione dell'8 marzo 1942-XX della Sottocommissione per la radio della Commissione tecnica foto-cine-radio*)

Con questa riunione ha iniziato la propria attività la Sottocommissione autonoma per la radio della Commissione tecnica Foto-Cine-Radio.

Il Presidente della Commissione, Dr. Ing. Prof. Francesco Mauro, ha comunicato che per ragioni dipendenti dalle attuali contingenze a sostituire il Dr. Ing. Gaetano Monti Guarnieri, che aveva sino a tale data tenuto l'incarico della guida dei lavori della Sottocommissione suddetta, la presidenza di questa è stata affidata al Dr. Ing. Col. A. Ciaccia rappresentante del Ministero della Marina.

Premessa una relazione del Dr. Ing. Monti Guarnieri sull'attività svolta dalla Sottocommissione sotto la sua guida, si è trattata anzitutto l'unificazione degli zoccoli per le valvole elettroniche in base alle direttive di ordine generale formulate nella riunione della I Sezione del Comitato Supriore Tecnico per i Servizi Militari Elettrici e delle Comunicazioni Elettriche tenuta a Roma il giorno 9 aprile 1942-XX con l'intervento anche di esperti facenti parte della Sottocommissione dell'U.N.I.

La Sottocommissione si è riservata di esaminare, in prossima riunione, i progetti elaborati, in base ai risultati della riunione, a particolare cura dei Dr. Ingg. Sartori e Serralunga per gli zoccoli a spine (tipo americano) e a. contatti laterali (tipo europeo) e del Dr. Ing. Genesutta per il nuovo tipo di zoccolo a spine radiali (simile al tipo adottato dalla Telefunken per alcuni tipi di valvole di sua produzione).

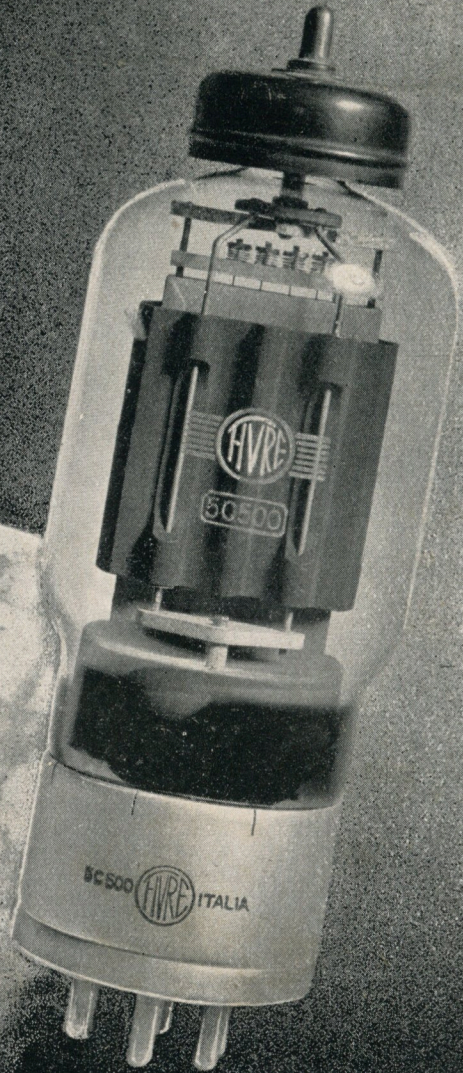
E' stato poi esaminato il problema della siglatura delle valvole elettroniche e dei dati per l'indicazione delle loro caratteristiche principali. Anche per tale argomento sarà elaborato il progetto di unificazione sulla base dei risultati raggiunti.

E' stato approvato, con lievi modifiche, un elenco di simboli grafici degli elettrodi e delle parti componenti le valvole elettroniche da usarsi per la compilazione degli schemi elettrici di apparecchiature radio e per gli schemi di collegamenti agli zoccoli. Detto elenco verrà poi trasmesso al CEI come punto di vista del competente organo tecnico dell'UNI perchè questo Ente possa tenerne conto in un'eventuale revisione e ristampa delle sue norme relative ai segni grafici per gli schemi.

E' stata infine approvata una serie di progetti di carte reticolate da usare per il tracciamento di diagrammi in radiotecnica. Questi progetti saranno comunicati alla Commissione tecnica dell'UNI per l'unificazione nel campo della carta perchè, in base alle direttive formulate, si possa tener conto delle esigenze della tecnica radio nella eventuale elaborazione di un'unificazione più generale delle carte reticolate per diagrammi.

Altri numerosi argomenti all'Ordine del giorno, saranno esaminati in una prossima riunione.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

Pubblicità - Magneti Marelli -
FIVRE
FIVRE
5C500
5C500 FIVRE ITALIA
FIVRE
La valvola
italianissima
che ha affran-
cato il paese
dalla sogge-
zione indus-
triale stranie-
ra.
FIVRE

IL COLLEGAMENTO CON LE FORZE OPERANTI

Il ricevitore antievanescenza ad alta selettività e sensibilità MAGNETI MARELLI assicura il collegamento con le forze operanti su tutti i fronti

MAGNETI MARELLI

SERVIZIO PUBBLICITÀ MAGNETI MARELLI

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI S. A. MILANO